

IVAN ROBERTO SANTANA CASELLA

**ESTRUTURAS ESPAÇO-TEMPORAIS DE  
MÚTIPLAS ENTRADAS E MÚTIPLAS  
SAÍDAS PARA A TRANSMISSÃO DE  
DADOS DE ALTA TAXA EM SISTEMAS  
W-CDMA**

Tese apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, para obtenção do Título de Doutor em Engenharia.

**SÃO PAULO**

**Fevereiro - 2004**

**IVAN ROBERTO SANTANA CASELLA**

**ESTRUTURAS ESPAÇO-TEMPORAIS DE  
MÚTIPLAS ENTRADAS E MÚTIPLAS  
SAÍDAS PARA A TRANSMISSÃO DE  
DADOS DE ALTA TAXA EM SISTEMAS  
W-CDMA**

Tese apresentada à Escola Politécnica  
da Universidade de São Paulo, para  
obtenção do Título de Doutor em  
Engenharia.

Área de Concentração:  
Sistemas Eletrônicos

Orientador:  
Prof. Dr. Paul Jean E. Jeszensky

**SÃO PAULO**  
**Fevereiro - 2004**

Casella, Ivan Roberto Santana

Estruturas Espaço-Temporais de Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas para a Transmissão de Dados de Alta Taxa em Sistemas W-CDMA. São Paulo, 2004.

370p.

Tese (doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle. Área de Sistemas Eletrônicos.

1. Sistemas de Comunicação sem Fio, 2. Codificação Espaço-Temporal 3. Processamento Espaço-temporal, 4. CDMA, 5. MIMO.

I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle. Área de Sistemas Eletrônicos.

*O amor antigo vive de si mesmo, não de cultivo alheio  
ou de presença. Nada exige, nem pede. Nada espera,  
mas do destino vão nega a sentença.*

*O amor antigo tem raízes fundas, feitas de sofrimento  
e de beleza. Por aquelas mergulha no infinito, e por  
estas suplanta a natureza.*

*Se em toda parte o tempo desmorona aquilo que foi  
grande e deslumbrante, o antigo amor, porém, nunca  
fenece e a cada dia surge mais amante.*

*Mais ardente, mas pobre de esperança. Mais triste?  
Não. Ele venceu a dor, e resplandece no seu canto  
obscuro, tanto mais velho quanto mais amor.*

*Carlos Drummond de Andrade*  
(Amar se aprende amando)

À minha querida Joseane, pelo seu constante incen-  
tivo, dedicação e compreensão.

## AGRADECIMENTOS

Na longa e árdua caminhada para a conclusão desta tese, várias pessoas me ampararam e me guiaram nos momentos de maior dificuldade, as quais tenho uma dívida eterna.

Dentre elas, meu orientador e amigo, Prof. Dr. Paul Jean E. Jeszensky merece um especial agradecimento pela sua inefável capacidade de orientação, seu vasto conhecimento na área da comunicação sem fio e sua grande generosidade em compartilhar.

Tão importante quanto, é o meu sincero agradecimento ao Prof. Dr. Elvino S. Sousa, o qual me acolheu na *University of Toronto*, oferecendo uma oportunidade única que jamais esquecerei.

Meu muito obrigado ao engenheiro Aiser C. de Castro, diretor do CPDIA, por sua generosidade, incentivo e suporte, os quais foram fundamentais na realização deste trabalho.

I wish to thanks all my friends at UofT, specially Ryan, Farhad, Chris and Juwei for the amazing time and very fruitful insights and exchange views.

Eu gostaria também de agradecer a todos meus amigos do LCS, especialmente ao Cláudio, Márcio, Elvis, Bruno e Edson pelas nossas discussões bastante proveitosas e pelo convívio bastante agradável durante o tempo que passamos juntos, e aos meus grandes amigos Taufik e Celso pela nossa sincera amizade.

A todos aqueles que, direta ou indiretamente, colaboraram para a execução deste trabalho, e involuntariamente foram esquecidos.

# RESUMO

Os futuros sistemas de comunicação sem fio prometem oferecer uma grande variedade de serviços multimídia. Entretanto, a perspectiva de uma grande demanda pelos novos serviços e as características de QoS exigidas, fazem com que seja indispensável o uso de sistemas de alta capacidade com acessos sem fio de alta velocidade, motivando o desenvolvimento e a utilização de novas tecnologias. Nos últimos anos, foram propostas várias estruturas, baseadas nos recentes avanços na área de processamento de sinais, para reduzir os efeitos de desvanecimento causados pelo canal de rádio propagação e os diferentes tipos de interferência presentes nos sistemas de comunicação sem fio, possibilitando assim, um aumento da capacidade sistêmica e da velocidade do acesso sem fio.

Tradicionalmente, uma das técnicas mais utilizadas para combater o desvanecimento é a diversidade espacial, enquanto que uma das técnicas mais efetivas para a supressão de interferência é a formatação de feixe. A diversidade espacial, tipicamente representada pelo emprego de múltiplas antenas de transmissão e/ou de recepção, se destaca por possibilitar uma redução dos efeitos de desvanecimento do canal de propagação sem necessariamente sacrificar os preciosos recursos de banda. Além disto, como demonstrado recentemente, o emprego de múltiplas antenas de transmissão e de recepção permite um aumento significativo da capacidade do sistema. A formatação de feixe considera que os componentes de multipercurso do sinal desejado e dos sinais interferentes incidem sobre o receptor com ângulos diferentes, permitindo a um arranjo de antenas explorar esta assinatura espacial, através do ajuste do diagrama de radiação do arranjo de antenas, para cancelar os sinais interferentes.

Neste contexto, foram propostas e analisadas nesta tese, diferentes estruturas de transmissão e de recepção baseadas na utilização de múltiplas antenas e de técnicas de codificação, para aplicações tanto no *uplink* como no *downlink* de alguns sistemas de comunicação sem fio com características diferentes, possibilitando reduzir a interferência, melhorar a SNR e usufruir diferentes formas de diversidade, de modo a atender os requisitos de maior capacidade e maior taxa, indispensáveis para os futuros sistemas de comunicação sem fio.

# ABSTRACT

Future wireless communication systems promise to offer a wide variety of multimedia services. However, the perspectives of a great demand by the new services, and the characteristics of demanded QoS, make essential the use of high capacity systems with high-speed wireless access, motivating the development and the use of new technologies. In the last few years, several structures based on recent advances in the signal processing area have been proposed to reduce the fading effects caused by the radio propagation channel and the different types of wireless communication interference, thus enabling an increase of system capacity and of wireless access speed.

Traditionally, space diversity is one of the most used techniques to combat fading, while beamforming is one of the more effective techniques for interference suppression. Space diversity, typically implemented by multiple transmit and/or receive antenna arrays, stands out for enabling a reduction of the channel fading effects without necessarily sacrificing precious frequency band resources. Beyond this, as demonstrated recently, multiple transmit and receive antenna arrays allow a significant increase in system capacity. On the other hand, beamforming considers that multipath components of the desired signal and of the interfering signals happen about the receiver with different angles, allowing an antenna array to explore this signature space, through the adjustment of the radiation pattern of the antenna array, to improve the desired signal and to cancel the interfering signals.

Attending to the requisites of larger capacity and higher rates, indispensable for future wireless communication systems, we have proposed and analyzed in this thesis different transmit and receive structures based on the use of antenna arrays and coding techniques. We considered both the *uplink* and the *downlink* of some different wireless communication systems, enabling both the reduction of interference, and improvement of SNR, by exploiting different forms of diversity.

# SUMÁRIO

	Página
<b>LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS</b>	<b>xiii</b>
<b>NOTAÇÃO FUNDAMENTAL</b>	<b>xviii</b>
<b>LISTA DE FIGURAS</b>	<b>xx</b>
<b>1 INTRODUÇÃO A UM NOVO CENÁRIO</b>	<b>1</b>
1.1 Sistemas W-CDMA . . . . .	2
1.2 Limitações dos Sistemas W-CDMA . . . . .	3
1.3 Motivação . . . . .	4
1.4 Resumo das Principais Publicações . . . . .	12
1.5 Descrição do Conteúdo . . . . .	15
<b>2 CANAIS DE RÁDIO PROPAGAÇÃO MÓVEL</b>	<b>17</b>
2.1 Desvanecimento de Grande e Média Escala . . . . .	18
2.2 Desvanecimento de Pequena Escala . . . . .	20
2.3 Tipos de Desvanecimentos de Pequena Escala . . . . .	23
2.4 Modelos para Canais com Desvanecimento de Pequena Escala . . . . .	25
2.4.1 Modelo AWGN Complexo para Canais com Desvanecimento Plano em Freqüência . . . . .	26
2.4.2 Modelo de Jakes para Canais com Desvanecimento Plano em Freqüência . . . . .	27
2.4.3 Modelo de Patzold para Canais com Desvanecimento Plano em Freqüência . . . . .	29
2.4.4 Modelo de <i>Tapped Delay Line</i> para Canais com Desvanecimento Seletivo em Freqüência . . . . .	31
2.5 Modelos Baseados na Geometria para Canais com Desvanecimento de Pequena Escala . . . . .	35
2.5.1 Modelo de Canal GBSB Circular . . . . .	37
2.5.2 Modelo de Canal GBSB Elíptico . . . . .	38
2.6 Resumo do Capítulo e Principais Comentários . . . . .	41



<b>3 ESTRUTURAS ESPAÇO-TEMPORAIS APLICADAS NA RECEPÇÃO</b>	<b>42</b>
3.1 Comparação entre Formatação de Feixe e Diversidade de Recepção	45
3.2 Modelos de Estruturas Espaço-Temporais de Recepção . . . . .	47
3.2.1 Modelo Espaço-Temporal para Formatação de Feixe . . . . .	47
3.2.2 Modelo Espaço-Temporal para Diversidade . . . . .	50
3.3 Principais Métodos para Processamento Espaço-Temporal . . . . .	51
3.3.1 Método de Wiener Espaço-Temporal . . . . .	53
3.3.2 Algoritmo de Descida Mais Íngreme Espaço-Temporal . . . . .	54
3.3.3 Algoritmo de Mínimos Médios Quadrados Espaço-Temporal . . .	56
3.3.4 Algoritmo de Módulo Constante Espaço-Temporal . . . . .	57
3.3.5 Método de Mínimos Quadrados Espaço-Temporal . . . . .	60
3.3.6 Algoritmo Recursivo de Mínimos Quadrados Espaço-Temporal . .	61
3.3.7 Algoritmo de Decisão Realimentada Espaço-Temporal . . . . .	62
3.4 Resultados de Simulação . . . . .	65
3.4.1 Receptores BST em Ambientes Macrocelulares . . . . .	66
3.4.2 Comparação entre os Receptores BST e DST em Ambientes Macrocelulares . . . . .	69
3.5 Resumo do Capítulo e Principais Comentários . . . . .	70
<b>4 ESTRUTURAS ESPAÇO-TEMPORAIS APLICADAS NA RECEPÇÃO PARA SISTEMAS W-CDMA</b>	<b>71</b>
4.1 Modelos de Estruturas Espaço-Temporais de Recepção para Sistemas W-CDMA empregando Códigos Curtos . . . . .	72
4.1.1 Modelo Espaço-Temporal para Formatação de Feixe . . . . .	72
4.1.2 Modelo Espaço-Temporal para Diversidade . . . . .	75
4.2 Algoritmos de Adaptação Espaço-Temporal para Sistemas W-CDMA empregando Códigos Curtos . . . . .	76
4.2.1 Algoritmo Recursivo de Mínimos Quadrados Hierárquico Espaço-Temporal . . . . .	78
4.2.2 Algoritmo Semicego de Módulo Constante com Identificação de Canal	79

4.3	Resultados de Simulação . . . . .	86
4.3.1	Receptores BST-HRLS em Ambientes Microcelulares . . . . .	87
4.3.2	Receptores BST-SBCMACI em Ambientes Macrocelulares . . . . .	92
4.3.3	Receptores BST-SBCMACI em Ambientes Microcelulares . . . . .	95
4.3.4	Comparação entre Receptores BST-SBCMACI e DST-SBCMACI em Ambientes Macrocelulares . . . . .	98
4.4	Resumo do Capítulo e Principais Comentários . . . . .	102
<b>5</b>	<b>ESTRUTURAS ESPAÇO-TEMPORAIS APLICADAS NA TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO</b>	<b>104</b>
5.1	Arquitetura Espaço-Temporal em Camadas . . . . .	105
5.1.1	Capacidade do Canal de MIMO do Ponto de Vista da Teoria da Informação . . . . .	106
5.1.2	Introdução a Arquitetura BLAST . . . . .	109
5.1.3	Tipos de Arquiteturas BLAST . . . . .	111
5.1.4	Estruturas BLAST Iterativas . . . . .	112
5.2	Codificação Espaço-Temporal . . . . .	114
5.2.1	Introdução a Diversidade de Transmissão . . . . .	115
5.2.2	Codificação Espaço-Temporal em Treliça . . . . .	118
5.2.3	Codificação Espaço-Temporal em Bloco . . . . .	119
5.3	Resumo do Capítulo e Principais Comentários . . . . .	119
<b>6</b>	<b>ESTRUTURAS DE CODIFICAÇÃO ESPAÇO-TEMPORAL EM BLOCO PARA CANAIS COM DESVANECIMENTO PLANO EM FREQUÊNCIA</b>	<b>121</b>
6.1	Modelo para a Codificação Espaço-Temporal em Bloco em Canais com Desvanecimento Plano em Frequência . . . . .	122
6.2	Resultados de Simulação . . . . .	127
6.3	Resumo do Capítulo e Principais Comentários . . . . .	129
<b>7</b>	<b>ESTRUTURAS DE CODIFICAÇÃO ESPAÇO-TEMPORAL</b>	

<b>EM BLOCO PARA CANAIS COM DESVANECIMENTO SE- LETIVO EM FREQUÊNCIA</b>	<b>130</b>
7.1 Modelo para a Codificação Espaço-Temporal em Bloco em Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência . . . . .	135
7.2 Equalização Pós-Combinação com Estimativa de Canal . . . . .	137
7.3 Equalização Pós-Combinação com Estimativa de Canal Iterativa usando Cancelamento de Interferência Inter-Antena . . . . .	143
7.4 Equalização e Combinação Conjunta de MIMO . . . . .	146
7.5 Resultados de Simulação . . . . .	152
7.5.1 STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência . . . . .	153
7.5.2 STBC-RLS-EPCICE para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência . . . . .	176
7.5.3 STBC-DFE-RLS-EPCICE para Canais com Desvanecimento Sele- tivo em Frequência . . . . .	181
7.6 Resumo do Capítulo e Principais Comentários . . . . .	185
<b>8 ESTRUTURAS DE CODIFICAÇÃO ESPAÇO-TEMPORAL EM BLOCO PARA SISTEMAS W-CDMA</b>	<b>186</b>
8.1 Modelo para a Codificação Espaço-Temporal em Bloco para Sistemas W-CDMA . . . . .	188
8.2 Modelo para a Codificação Espaço-Temporal em Bloco para Sistemas W-CDMA em Canais com Desvanecimento Plano em Frequência . .	190
8.2.1 Codificação Espaço-Temporal em Bloco a Nível de Símbolo . . . .	190
8.2.2 Codificação Espaço-Temporal em Bloco a Nível de Chip . . . . .	195
8.3 Modelo para a Codificação Espaço-Temporal em Bloco para Sistemas W-CDMA em Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência .	198
8.3.1 Codificação Espaço-Temporal em Bloco a Nível de Chip . . . . .	198
8.4 Resultados de Simulação . . . . .	205
8.4.1 CSTBC usando Códigos Curtos para Canais com Desvanecimento Plano em Frequência . . . . .	206

8.4.2	CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC usando Códigos Curtos para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência . . . . .	214
8.4.3	CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC usando Códigos Curtos para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência . . . . .	234
8.4.4	CSTBC-RLS-EPCICE usando Códigos Curtos para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência . . . . .	239
8.4.5	CSTBC-DFE-RLS-EPCICE usando Códigos Curtos para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência . . . . .	243
8.4.6	CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC usando Códigos Longos para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência . . . . .	246
8.4.7	Comparação entre a CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC usando Códigos Curtos e Códigos Longos para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência . .	269
8.4.8	CSTBC-RLS-EPCICE usando Códigos Longos para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência . . . . .	276
8.5	Resumo do Capítulo e Principais Comentários . . . . .	280
<b>9</b>	<b>FUNDAMENTOS DO PRINCÍPIO TURBO</b>	<b>281</b>
9.1	Introdução à Correção de Erros Direta . . . . .	282
9.1.1	Códigos de Bloco . . . . .	283
9.1.2	Códigos Convolucionais . . . . .	286
9.1.3	Códigos Turbo . . . . .	290
9.2	Introdução a Equalização Turbo . . . . .	294
9.2.1	Equalização Turbo com Complexidade Reduzida . . . . .	297
9.3	Equalização de Decisão Realimentada e Codificação Conjunta Iterativa	299
9.3.1	Modelo para a Equalização de Decisão Realimentada e Codificação Conjunta Iterativa em Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência . . . . .	300
9.4	Resumo do Capítulo e Principais Comentários . . . . .	302

<b>10 ESTRUTURAS TURBO DE CODIFICAÇÃO ESPAÇO-TEMPORAL EM BLOCO COM COMPLEXIDADE REDUZIDA PARA SISTEMAS W-CDMA</b>	<b>304</b>
10.1 Modelo para Sistemas W-CDMA em Canais com Desvanecimento Seletivo em Freqüência . . . . .	306
10.2 Resultados de Simulação . . . . .	312
10.2.1 CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE usando Códigos Curtos para Canais com Desvanecimento Seletivo em Freqüência . . . . .	314
10.2.2 CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE usando Códigos Longos para Canais com Desvanecimento Seletivo em Freqüência . . . . .	323
10.2.3 CSTBC-IJDFEC-EPCICE usando Códigos Curtos e Longos para Canais com Desvanecimento Seletivo em Freqüência . . . . .	326
10.3 Resumo do Capítulo e Principais Comentários . . . . .	329
<b>11 CONCLUSÕES E FUTUROS TRABALHOS</b>	<b>330</b>
11.1 Resumo dos Resultados . . . . .	330
11.2 Direções para Futuras Pesquisas . . . . .	333
<b>A ANEXO 1 - AMBIENTE DE SIMULAÇÃO</b>	<b>335</b>
A.1 Plataforma de Simulação . . . . .	335
A.2 Método de Monte Carlo . . . . .	336
<b>B ANEXO 2 - DESEMPENHO DA CODIFICAÇÃO EM BLOCO ESPAÇO-TEMPORAL - G2</b>	<b>338</b>
B.1 Modelo do Sistema . . . . .	338
B.2 Determinação da Probabilidade de Erro de Bit . . . . .	341
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>346</b>

# LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

3G - Sistemas Celulares de Comunicação Móvel de Terceira Geração

AOA - Angle of Arrival

API - A Priori Information

APP - A Posteriori Probability

AWGN - Additive White Gaussian Noise

BCH - Bose-Chaudhuri-Hocquenghem

BCJR - Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv

BER - Bit Error Rate

BLAST - Bell Labs Layered Space-Time

BPSK - Binary Phase Shift Keying

BST - Beamforming - Space-Time

CCI - Cochannel Interference

ChipEq - Chip Level Equalization

CM - Constant Modulus

CMA - Constant Modulus Algorithm

CDMA - Code Division Multiple Access

COD - Complex Orthogonal Design

CSI - Channel State Information

CSTBC - Chip Space-Time Block Coding

CP - Cyclic Prefix

D-BLAST - Diagonal-Bell Labs Layered Space-Time

DPCH - Dedicated Physical Channel

DFE - Decision Feedback Equalization

DS - Direct Sequence

DST - Diversity - Space-Time

DVB - Digital Video Broadcasting

EDGE - Enhanced Data Rate for GSM Evolution

EM - Estação Móvel

EPC - Equalization Pos-Combining

EPCCE - Equalization Pos-Combining with Channel Estimation  
 EPCICE - Equalization Pos-Combining with Iterative Channel Estimation  
 ERB - Estação Rádio-Base  
 FDD - Frequency Division Duplex  
 FDMA - Frequency Division Multiple Access  
 FEC - Forward Error Correction  
 FFT - Fast Fourier Transform  
 FIR - Finite Impulse Response  
 GBSB - Geometrically Based Single Bounced  
 GSM - Global System Mobile  
 GMSK - Gaussian Minimum Shift Keying  
 GUI - Graphical User Interface  
 HDR - High Data Rate  
 HRLS - Hierarchical Recursive Least Squares  
 IAI - Inter-antenna Interference  
 IBI - Inter-block Interference  
 ICE - Iterative Channel Estimation  
 IJDFEC - Iterative Joint Decision Feedback Equalization and Coding  
 IFFT - Inverse Fast Fourier Transform  
 IMT- International Mobile Telecommunications  
 IMT-DS - International Mobile Telecommunications Direct-Sequence  
 IMT-FT - International Mobile Telecommunications Frequency-Time  
 IMT-MC - International Mobile Telecommunications Multicarrier  
 IMT-SC - International Mobile Telecommunications Single-Carrier  
 IMT-TC - International Mobile Telecommunications Time-Code  
 IS-95 - Interin Standard 95 (Padrão CDMA de Segunda Geração)  
 ISI - Intersymbol Interference  
 ISIC - Intersymbol Interference Canceller  
 JEC - Joint Equalization-Combining  
 LDPC - Low Density Parity Check

LDR - Low Data Rate  
LLR - Log Likelihood Ratio  
LMS - Least Mean Squares  
Log-MAP - Logarithmic Maximum a Posteriori Probability  
LOS - Line of Sight  
LS - Least Squares  
LSR - Linear Shift Register  
MAI - Multiple Access Interference  
MAP - Maximum a Posteriori Probability  
MATLAB - Matrix Laboratory  
Max-Log-MAP - Maximum Logarithmic Maximum a Posteriori Probability  
MC - Multi-code  
MDL - Minimum Description Length  
MDR - Medium Data Rate  
MEDS - Method of Exact Doppler Spread  
MIMO - Multiple Input Multiple Output  
MISO - Multiple Input Single Output  
ML - Maximum Likelihood  
MLSE - Maximum Likelihood Sequence Estimation  
MMSE - Minimum Mean Square Error  
M-PSK - M-ary Phase Shift Keying  
MRC - Maximal Ratio Combining  
MRRC - Maximal Receiver Ratio Combining  
MSE - Minimum Square Error  
MTCM - Multiple Trellis Coded Modulation  
MUD - Multiuser Detection  
NFR - Near-Far Ratio  
NLOS - Non Line of Sight  
OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing  
pdf - Probability Density Function



PCCC - Parallel Concatenated Convolutional Code  
PIC - Parallel Interference Cancellation  
PSD - Power Spectral Density  
QAM - Quadrature Amplitude Modulation  
QoS - Quality of Service  
QPSK - Quaternary Phase Shift Keying  
RLS - Recursive Least Squares  
RSC - Recursive Systematic Convolutional  
SBCMACI - Semi-Blind Constant Modulus Algorithm with Channel Identification  
SCCC - Serial Concatenated Convolutional Code  
SC-FDE - Single-Carrier - Frequency Domain Equalization  
SimbEq - Symbol Level Equalization  
SISO - Single Input Single Output  
SIMO - Single Input Multiple Output  
SIR - Signal to Interference Ratio  
SM - Spatial Multiplexing  
SNR - Signal to Noise Ratio  
SOI - Signal of Interest  
SOVA - Soft Output Viterbi Algorithm  
SRRC - Square Root Raised Cosine  
SSMA - Spread Spectrum Multiple Access  
ST - Space-Time  
STBC - Space-Time Block Coding  
STC - Space-Time Coding  
STTC - Space-Time Trellis Coding  
STTD - Space-Time Transmit Diversity  
TCM - Trellis Coded Modulation  
TDD - Time Division Duplex  
TDM - Time Division Multiplexing

TDMA - Time Division Multiple Access  
TOA - Time of Arrival  
TR-STBC - Time Reversal - Space-Time Block Coding  
US - Uncorrelated Scattering  
UCA - Uniform Circular Array  
ULA - Uniform Linear Array  
V-BLAST - Vertical Bell Labs Layered Space-Time  
W-CDMA - Wideband Code Division Multiple Access  
WSS - Wide Sense Stationary  
WSSUS - Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering  
ZF - Zero Forcing

# NOTAÇÃO FUNDAMENTAL

$\mathbf{X}$  - Representação da matriz  $X$

$\mathbf{x}$  - Representação do vetor  $x$

$\|\mathbf{x}\|$  - Norma do vetor  $x$

$\lfloor x \rfloor$  - Maior inteiro que não excede  $x$

$\lceil x \rceil$  - Menor inteiro que excede  $x$

$\hat{x}$  - Estimativa de  $x$

$|\cdot|$  - Função módulo

$E[\cdot]$  - Esperança matemática

$*$  - Operação de convolução

$\otimes$  - Produto de Kronecker

$\delta(\cdot)$  - Função impulso de Dirac

$(\cdot)^*$  - Operação de conjugação complexa

$(\cdot)^T$  - Operação de transposição

$(\cdot)^H$  - Operação de conjugação transposta

$\mathbf{I}_x$  - Matriz identidade ( $x \times x$ )

$\mathbf{\Gamma}_x$  - Matriz antidiagonal ( $x \times x$ )

$A_r$  - Número de antenas de recepção

$A_t$  - Número de antenas de transmissão

$N_t$  - Número de símbolos de treinamento

$N_s$  - Número de símbolos de informação

$N_{sb}$  - Número de símbolos por *substream*

$N_{cb}$  - Número de chips por *substream*

$N_b$  - Número de bits de informação

$N_c$  - Número de bits de informação codificados

$N_w$  - Número de canais ortogonais de transmissão

$N_e$  - Número de coeficientes temporais

$N_\Omega$  - Número de símbolos que compõem a constelação de sinais

$N_{itt}$  - Número de iterações usado pelo método iterativo de equalização e decodificação conjunta

$N_{iter}$  - Número de iterações usado pelo esquema iterativo de estimativa de canal  
 $G$  - Ganho de processamento  
 $M$  - Número de usuários  
 $L$  - Máxima dimensão, em símbolos, dos canal de propagação discretizado  
 $\zeta_{over}$  - Taxa de sobre-amostragem no domínio temporal  
 $\Delta_{ant}$  - Distância entre os elementos do arranjo de antenas  
 $\lambda_c$  - Comprimento de onda da portadora  
 $f_c$  - Frequência da portadora  
 $c_v$  - Velocidade da luz  
 $T_s$  - Duração de símbolo  
 $T_c$  - Duração de chip  
 $t$  - Índice de tempo contínuo  
 $k$  - Índice de tempo-discreto a nível de símbolo  
 $n$  - Índice de tempo-discreto a nível de chip  
 $\Pi(\cdot)$  - Operação de entrelaçamento em bloco  
 $\Pi^{-1}(\cdot)$  - Operação de desentrelaçamento em bloco

# LISTA DE FIGURAS

	Página
1 Classificação do desvanecimento do canal de propagação . . . . .	18
2 Desvio <i>doppler</i> . . . . .	22
3 Tipos de desvanecimentos de pequena escala . . . . .	24
4 Sobreposição dos efeitos de desvanecimento . . . . .	25
5 Modelo AWGN complexo - Histograma do módulo e fase do desvanecimento . . . . .	27
6 Modelo de Jakes - envoltória e espectro de frequência em função do <i>doppler spread</i> normalizado pela banda do sinal transmitido ( $\Delta_{dopp}(norm.) = 0.005$ e $0.05$ , $N_{osc} = 10$ , $T_s = 100\mu s$ ) . . . . .	28
7 Modelo de Patzold - envoltória e espectro de frequência em função do <i>doppler spread</i> normalizado pela banda do sinal transmitido ( $\Delta_{dopp}(norm.) = 0.005$ e $0.05$ , $N_{osc1} = 10$ , $T_s = 100\mu s$ ) . . . . .	30
8 Modelo de <i>tapped delay line</i> para canais com desvanecimento seletivos em frequência . . . . .	32
9 Modelo GBSB circular . . . . .	37
10 Modelo GBSB elíptico . . . . .	39
11 Função de densidade de probabilidade conjunta de AOA e TOA (100.000 dispersores, $\tilde{d} = 500$ e $\tau^{max} = 2 \cdot \tilde{d}/c_v$ ) . . . . .	40
12 Histogramas do AOA e do TOA (100.000 dispersores, $\tilde{d} = 500$ e $\tau^{max} = 2 \cdot \tilde{d}/c_v$ ) . . . . .	40
13 BER dos receptores BST-LMS, BST-RLS e BST-DFE-RLS variando o número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal macrocelular com 4 multipercursos ( $SNR = 20$ e $M = 5$ ) . . . . .	68
14 BER dos receptores BST-LMS, BST-RLS e BST-DFE-RLS variando a $SNR$ para um canal macrocelular com 4 multipercursos ( $N_t = 300$ e $M = 5$ ) . . . . .	68
15 BER dos receptores espaço-temporais para formatação de feixe e para diversidade em função da $SNR$ para um canal macrocelular com 4 multipercursos ( $N_t = 300$ e $M = 5$ ) . . . . .	70

16	BER dos receptores BST-HRLS e BST-RLS em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal de 2 multipercursos ( $SNR = 5$ , $M = 3$ , $A = 7$ e $G = 7$ ) . . . . .	89
17	BER dos receptores BST-HRLS e BST-RLS em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal de 2 multipercursos ( $SNR = 5$ , $M = 3$ , $A = 9$ e $G = 9$ ) . . . . .	89
18	BER dos receptores BST-HRLS e BST-RLS em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 4 multipercursos ( $SNR = 7$ , $M = 5$ , $A = 7$ e $G = 7$ ) . . . . .	90
19	BER dos receptores BST-HRLS e BST-RLS em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 4 multipercursos ( $SNR = 7$ , $M = 5$ , $A = 9$ e $G = 9$ ) . . . . .	90
20	BER dos receptores BST-HRLS e BST-RLS em função da $SNR$ para um canal com 4 multipercursos ( $N_t = 50$ , $M = 5$ , $A = 7$ e $G = 7$ ) .	91
21	BER dos receptores BST-HRLS e BST-RLS em função da $SNR$ para um canal com 4 multipercursos ( $N_t = 100$ , $M = 5$ , $A = 9$ e $G = 9$ ) .	91
22	BER do receptor BST-SBCMACI em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e de antenas ( $A_r$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $SNR = 6$ , $M = 8$ e $G = 16$ ) . . . . .	93
23	BER dos receptores BST-SBCMACI e BST-RLS em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $SNR = 6$ , $M = 8$ , $A_r = 9$ e $G = 16$ ) . . . . .	94
24	BER dos receptores BST-SBCMACI e BST-RLS em função da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $M = 8$ , $A_r = 9$ e $G = 16$ ) . .	94
25	BER dos receptores BST-SBCMACI e BST-RLS em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e de antenas ( $A_r$ ) para um canal com 4 multipercursos ( $SNR = 6$ , $M = 8$ , $A_r = 9$ e $G = 15$ ) .	96
26	BER dos receptores BST-SBCMACI e BST-RLS em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 4 multipercursos ( $SNR = 6$ , $M = 8$ , $A_r = 9$ e $G = 15$ ) . . . . .	96

27	BER dos receptores BST-SBCMACI e BST-RLS em função da $SNR$ para um canal com 4 multipercursos ( $M = 8$ , $A_r = 9$ e $G = 15$ ) . . .	97
28	BER dos receptores BST-SBCMACI e do DST-SBCMACI em função da $SNR$ ( $M = 8$ , $A_r = 9$ , $G = 7$ , $N_t = 8$ e $L_m = 4$ ) . . . . .	100
29	BER dos receptores BST-SBCMACI e do DST-SBCMACI em função da $SNR$ ( $M = 8$ , $A_r = 9$ , $G = 15$ , $N_t = 8$ e $L_m = 4$ ) . . . . .	100
30	BER dos receptores BST-SBCMACI e do DST-SBCMACI em função da $SNR$ ( $M = 5$ , $A_r = 9$ , $G = 15$ , $N_t = 8$ e $L_m = 4$ ) . . . . .	101
31	BER dos receptores BST-SBCMACI e do DST-SBCMACI em função da $SNR$ ( $M = 8$ , $A_r = 6$ , $G = 15$ , $N_t = 8$ e $L_m = 4$ ) . . . . .	101
32	Modelo para um sistema empregando múltiplas antenas de transmissão e de recepção - MIMO ( $A_t$ , $A_r$ ) . . . . .	106
33	Capacidade em b/s/Hz em função do número de antenas transmissoras ( $A_t = A_r$ ) e da $SNR_r$ . . . . .	107
34	Estrutura de Codificação Espaço-Temporal para D-BLAST . . . . .	111
35	Estrutura de Codificação Espaço-Temporal para V-BLAST . . . . .	111
36	Arquitetura V-BLAST Codificada . . . . .	113
37	Arquitetura Turbo-BLAST . . . . .	113
38	Sistema empregado o método de STBC . . . . .	123
39	Comparação entre os resultados analíticos e de simulação para um sistema QPSK empregando a STBC com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ ) . . . . .	128
40	BER para um sistema QPSK empregando a STBC com 2 antenas de transmissão e 1 e 2 antenas de recepção ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ e 2) . . . . .	128
41	Processo iterativo de estimativa de canal com cancelamento da interferência inter-antena ( $A_t = 2$ e $A_r = 1$ ) . . . . .	144
42	Equalização e Combinação Conjunta de MIMO para duas antenas de transmissão e uma antena de recepção ( $A_t = 2$ e $A_r = 1$ ) . . . . .	150
43	Equalização e Combinação Conjunta de MIMO para duas antenas de transmissão e duas antenas de recepção ( $A_t = 2$ e $A_r = 2$ ) . . . . .	151

44	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $SNR = 10$ e $L = 3$ ) . . . . .	154
45	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCCE, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $SNR = 10$ e $L = 3$ ) . . . . .	154
46	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $SNR = 10$ e $L = 3$ ) . . . . .	155
47	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $SNR = 10$ e $L = 3$ ) . . . . .	155
48	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $SNR = 10$ e $L = 3$ ) . . . . .	157
49	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCCE, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $SNR = 10$ e $L = 3$ ) . . . . .	157



50	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $SNR = 10$ e $L = 3$ ) . . . . .	158
51	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $SNR = 10$ e $L = 3$ ) . . . . .	158
52	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $N_t = 25$ e $L = 3$ ) . . . . .	160
53	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCCE, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $N_t = 25$ e $L = 3$ ) . . . . .	160
54	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $N_t = 25$ e $L = 3$ ) . . . . .	161
55	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $N_t = 25$ e $L = 3$ ) . . . . .	161

56	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $N_t = 50$ e $L = 3$ ) . . . . .	163
57	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCCE, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $N_t = 50$ e $L = 3$ ) . . . . .	163
58	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $N_t = 50$ e $L = 3$ ) . . . . .	164
59	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $N_t = 50$ e $L = 3$ ) . . . . .	164
60	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $N_t = 100$ e $L = 3$ ) . . . . .	166
61	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCCE, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $N_t = 100$ e $L = 3$ ) . . . . .	166
62	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $N_t = 100$ e $L = 3$ ) . . . . .	167

63	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $N_t = 100$ e $L = 3$ ) . . . . .	167
64	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $N_t = 100$ e $L = 3$ ) . . . . .	169
65	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCCE, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $N_t = 100$ e $L = 3$ ) . . . . .	169
66	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $N_t = 100$ e $L = 3$ ) . . . . .	170
67	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $N_t = 100$ e $L = 3$ ) . . . . .	170
68	BER assintóticas para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 ou 2 antenas de recepção empregando os métodos STBC-RLS-EPC e STBC-RLS-EPCCE em um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ , $A_r = 1, 2$ , $SNR = 10$ , $N_e = 7, 13$ e $L = 3$ ) . . . . .	172
69	BER assintóticas para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 ou 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-MIMO-JEC em um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ , $A_r = 1, 2$ , $SNR = 10$ , $N_e = 7, 13$ e $L = 3$ ) . . . . .	172

70	Curva de aprendizado de um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPC em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $SNR = 10$ , $N_e = 7, 13$ e $L = 3$ ) . . . . .	174
71	Curva de aprendizado de um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPC em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $SNR = 10$ , $N_e = 7, 13$ e $L = 3$ ) . . . . .	174
72	Curva de aprendizado de um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-MIMO-JEC em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $SNR = 10$ , $N_e = 7, 13$ e $L = 3$ ) . . . . .	175
73	Curva de aprendizado de um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-MIMO-JEC em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $SNR = 10$ , $N_e = 7, 13$ e $L = 3$ ) . . . . .	175
74	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCICE, em função do número de iterações para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $N_e = 7$ , $N_t = 25$ , $SNR = 10$ e $L = 3$ ) . . . . .	177
75	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCICE, em função do número de iterações para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $N_e = 7$ , $N_t = 25$ , $SNR = 10$ e $L = 3$ ) . . . . .	177

76	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCICE, em função do número de iterações e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $N_e = 7$ , $SNR = 10$ e $L = 3$ ) . . . . .	179
77	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCICE, em função do número de iterações e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $N_e = 7$ , $SNR = 10$ e $L = 3$ ) . . . . .	179
78	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCICE, em função do número de iterações e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $N_e = 7$ , $N_t = 25$ e $L = 3$ ) . . . . .	180
79	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCICE, em função do número de iterações e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $N_e = 7$ , $N_t = 25$ e $L = 3$ ) . . . . .	180
80	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-DFE-RLS-EPCICE, em função do número de iterações para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $N_{ff} = 7$ , $N_{fb} = 2$ , $N_t = 25$ , $SNR = 10$ e $L = 3$ ) . .	182
81	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-DFE-RLS-EPCICE, em função do número de iterações para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $N_{ff} = 7$ , $N_{fb} = 2$ , $N_t = 25$ , $SNR = 10$ e $L = 3$ ) . .	182
82	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-DFE-RLS-EPCICE, em função do número de iterações e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $N_{ff} = 7$ , $N_{fb} = 2$ , $N_t = 25$ e $L = 3$ ) . .	184

83	BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-DFE-RLS-EPCICE, em função do número de iterações e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $N_{ff} = 7$ , $N_{fb} = 2$ , $N_t = 25$ e $L = 3$ ) . .	184
84	Modelo de codificação espaço-temporal em bloco a nível de símbolo ( $A_t = 2$ ) . . . . .	188
85	Modelo de codificação espaço-temporal em bloco a nível de chip ( $A_t = 2$ ) . . . . .	189
86	Comparação entre um sistema W-CDMA de LDR sem diversidade e empregando a CSTBC com 2 antenas de transmissão e 1 ou 2 antenas de recepção para diferentes <i>delay spreads</i> ( $N_w = 4$ , $G = 256$ e $\Delta_{dopp} = 100, 200, 300, 400$ ) . . . . .	209
87	Comparação entre um sistema W-CDMA de MDR sem diversidade e empregando a CSTBC com 2 antenas de transmissão e 1 ou 2 antenas de recepção para diferentes <i>delay spreads</i> ( $N_w = 4$ , $G = 64$ e $\Delta_{dopp} = 100, 200, 300, 400$ ) . . . . .	209
88	Comparação entre um sistema W-CDMA de HDR sem diversidade e empregando a CSTBC com 2 antenas de transmissão e 1 ou 2 antenas de recepção para diferentes <i>delay spreads</i> ( $N_w = 4$ , $G = 16$ e $\Delta_{dopp} = 100, 200, 300, 400$ ) . . . . .	210
89	Comparação entre a STBC e CSTBC (1 e 2 antenas de recepção) para um sistema W-CDMA de LDR ( $N_w = 4$ , $G = 256$ e $\Delta_{dopp} = 400$ )	211
90	Comparação entre a STBC e CSTBC (1 e 2 antenas de recepção) para um sistema W-CDMA de MDR ( $N_w = 4$ , $G = 64$ e $\Delta_{dopp} = 400$ )	212
91	Comparação entre a STBC e CSTBC (1 e 2 antenas de recepção) para um sistema W-CDMA de HDR ( $N_w = 4$ , $G = 16$ e $\Delta_{dopp} = 400$ )	212
92	Canais de Multipercurso considerando um sistema W-CDMA de LDR empregando 1 antena de recepção ( $N_w = 4$ , $G = 256$ e $\Delta_{dopp} = 400$ )	213
93	Canais de Multipercurso considerando um sistema W-CDMA de LDR empregando 2 antenas de recepção ( $N_w = 4$ , $G = 256$ e $\Delta_{dopp} = 400$ )	213

94	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $SNR = 10$ e $L_c = 7$ )	217
95	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $SNR = 10$ e $L_c = 7$ )	217
96	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $SNR = 10$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	218
97	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $SNR = 10$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	218
98	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $SNR = 10$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	220

99	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $SNR = 10$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	220
100	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $SNR = 10$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	221
101	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $SNR = 10$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	221
102	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ), do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25, 50$ e $100$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	223
103	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ), do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25, 50$ e $100$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	223



104	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ), do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25, 50$ e $100$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	224
105	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	224
106	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 50$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	225
107	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 100$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	225
108	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ), do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25, 50$ e $100$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	227

109	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ), do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25, 50$ e $100$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	228
110	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ), do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25, 50$ e $100$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	228
111	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	229
112	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 50$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	230
113	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 100$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	230

114	Curva de aprendizado de um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPC (SimbEq) em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_e = 8, 16$ , $SNR = 10$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	232
115	Curva de aprendizado de um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPC (SimbEq) em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_e = 8, 16$ , $SNR = 10$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	232
116	Curva de aprendizado de um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq) em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_e = 8, 16$ , $SNR = 10$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	233
117	Curva de aprendizado de um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq) em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_e = 8, 16$ , $SNR = 10$ e $L_c = 7$ ) .	233
118	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $SNR = 10$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	236

119	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $SNR = 15$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	236
120	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando os métodos CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $SNR = 10$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	237
121	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando os métodos CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $SNR = 15$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	237
122	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando os métodos CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 10$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	238
123	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando os métodos CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 50$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	238

124	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCICE (SimbEq), em função do número de iterações e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_e = 16$ , $N_t = 25$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	241
125	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCICE (SimbEq), em função do número de iterações e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_e = 16$ , $N_t = 25$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	241
126	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCICE (SimbEq), em função do número de iterações e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_e = 32$ , $N_t = 50$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	242
127	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCICE (SimbEq), em função do número de iterações e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_e = 32$ , $N_t = 50$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	242
128	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-DFE-RLS-EPCICE (SimbEq), em função do número de iterações e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_{ff} = 16$ , $N_{fb} = 1$ , $N_t = 25$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	245
129	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-DFE-RLS-EPCICE (SimbEq), em função do número de iterações e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_{ff} = 16$ , $N_{fb} = 1$ , $N_t = 25$ e $L_c = 7$ ) . . .	245

130	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $SNR = 10$ e $L_c = 17$ )	249
131	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $SNR = 10$ e $L_c = 17$ )	249
132	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $SNR = 10$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	250
133	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $SNR = 10$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	250
134	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $SNR = 10$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	252

135	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $SNR = 10$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	252
136	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $SNR = 10$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	253
137	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $SNR = 10$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	253
138	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	255
139	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	255

140	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	256
141	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	256
142	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 50$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	258
143	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 50$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	258
144	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 50$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	259



145	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 50$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	259
146	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	261
147	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	261
148	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	262
149	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	262

150	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 50$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	264
151	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 50$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	264
152	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 50$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	265
153	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 50$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	265
154	Curva de aprendizado de um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPC (ChipEq) em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_e = 17, 35, 69$ , $SNR = 10$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	267

155	Curva de aprendizado de um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPC (ChipEq) em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_e = 17, 35, 69$ , $SNR = 10$ e $L_c = 17$ ) . . .	267
156	Curva de aprendizado de um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq) em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_e = 17, 35$ , $SNR = 10$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	268
157	Curva de aprendizado de um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq) em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_e = 17, 35$ , $SNR = 10$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	268
158	Comparação de desempenho entre códigos curtos e códigos longos (aleatórios) para um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPC (ChipEq) considerando $N_e = 35$ ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	271
159	Comparação de desempenho entre códigos curtos e códigos longos (aleatórios) para um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (ChipEq) considerando $N_e = 35$ ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	271

160	Comparação de desempenho entre códigos curtos e códigos longos (aleatórios) para um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq) considerando $N_e = 35$ ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	272
161	Comparação de desempenho entre códigos curtos e códigos longos (aleatórios) para um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq) considerando $N_e = 35$ ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	272
162	Comparação de desempenho entre códigos curtos e códigos longos (aleatórios) para um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPC (ChipEq) considerando $N_e = 35$ ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	274
163	Comparação de desempenho entre códigos curtos e códigos longos (aleatórios) para um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (ChipEq) considerando $N_e = 35$ ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	274
164	Comparação de desempenho entre códigos curtos e códigos longos (aleatórios) para um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq) considerando $N_e = 35$ ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	275

165	Comparação de desempenho entre códigos curtos e códigos longos (aleatórios) para um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq) considerando $N_e = 35$ ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_t = 25$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	275
166	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCICE (ChipEq), em função do número de iterações e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_e = 35$ , $N_t = 25$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	278
167	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCICE (ChipEq), em função do número de iterações e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_e = 69$ , $N_t = 25$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	278
168	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCICE (ChipEq), em função do número de iterações e da $SNR$ para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ , $A_r = 2$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_e = 69$ , $N_t = 25$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	279
169	Processo de codificação empregando códigos convolucionais concatenados em paralelo (PCCC) . . . . .	292
170	Processo de decodificação turbo iterativa para códigos convolucionais concatenados em paralelo (PCCC) . . . . .	293
171	Processo de codificação empregando códigos convolucionais concatenados em série (SCCC) . . . . .	293
172	Processo de Equalização Turbo . . . . .	295
173	Equalização de Decisão Realimentada e Codificação Conjunta Iterativa (IJD FEC) . . . . .	299

174	CSTBC-IJDFEC (SimbEq) . . . . .	304
175	CSTBC-IJDFEC (ChipEq) . . . . .	305
176	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE (SimbEq) com codificação convolucional ((2,1,3) - Viterbi de decisão suave), em função da $SNR$ ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_{fb} = 1$ , $N_t = 25$ e $L_c = 7$ ) . . . .	315
177	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE (SimbEq) com codificação convolucional ((2,1,3) - Viterbi de decisão abrupta), em função da $SNR$ ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_{fb} = 1$ , $N_t = 25$ e $L_c = 7$ ) .	316
178	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE (SimbEq) com codificação convolucional ((2,1,3) - Viterbi de decisão abrupta e suave), em função da $SNR$ ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_{fb} = 1$ , $N_t = 25$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	316
179	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE (SimbEq) com codificação convolucional ((2,1,3) - Viterbi de decisão suave), em função da $SNR$ ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_{fb} = 1$ , $N_t = 50$ e $L_c = 7$ ) . . . .	319
180	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE (SimbEq) com codificação convolucional ((7,7,5) - Viterbi de decisão suave), em função da $SNR$ ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_{fb} = 1$ , $N_t = 50$ e $L_c = 7$ ) . . . .	319

- 181 BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) empregando co-  
dificação convolucional com 2 antenas de transmissão e 1 antena de  
recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-  
IJDFEC-EPCCE (SimbEq) com codificação BCH (63,30), em função  
da  $SNR$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 7$ ) 320
- 182 BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) empregando co-  
dificação convolucional com 2 antenas de transmissão e 1 antena de  
recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-  
IJDFEC-EPCCE (SimbEq) com codificação BCH (63,18), em função  
da  $SNR$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 7$ ) 320
- 183 BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de  
transmissão e 2 antenas de recepção empregando os métodos CSTBC-  
IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE (SimbEq) com codificação  
convolucional ((2,1,3) - Viterbi de decisão suave), em função da  $SNR$   
( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 7$ ) . . . . 322
- 184 BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de  
transmissão e 2 antenas de recepção empregando os métodos CSTBC-  
IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE (SimbEq) com codificação  
convolucional ((2,1,3) - Viterbi de decisão suave), em função da  $SNR$   
( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 7$ ) . . . . 322
- 185 BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de  
transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-  
IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE (ChipEq) com codificação  
convolucional ((2,1,3) - Viterbi de decisão suave), em função da  $SNR$   
( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ ) . . . 325
- 186 BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de  
transmissão e 2 antenas de recepção empregando os métodos CSTBC-  
IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE (ChipEq) com codificação  
convolucional ((2,1,3) - Viterbi de decisão suave), em função da  $SNR$   
( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ ) . . . 325

187	BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCICE (SimbEq) com codificação convolucional ((2,1,3) - Viterbi de decisão suave), em função da $SNR$ ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_{fb} = 1$ , $N_t = 25$ e $L_c = 7$ ) . . . . .	328
188	BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCICE (ChipEq) com codificação convolucional ((2,1,3) - Viterbi de decisão suave), em função da $SNR$ ( $A_t = 2$ , $A_r = 1$ , $G = 8$ , $N_w = 4$ , $N_{fb} = 1$ , $N_t = 25$ e $L_c = 17$ ) . . . . .	328
189	Intervalo de Confiança do Método de Monte Carlo . . . . .	337
190	Esquema de codificação espaço-temporal $\mathbf{G}_2$ usando 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção . . . . .	339
191	Resultado analítico de desempenho da codificação espaço-temporal em bloco para um sistema empregando o método $\mathbf{G}_2$ -QPSK ( $A_t = 2$ e $A_r = 1$ ) . . . . .	345



# 1 INTRODUÇÃO A UM NOVO CENÁRIO

Nas últimas décadas, o mundo tem presenciado grandes avanços no campo das telecomunicações. Os adventos da comunicação celular móvel e da Internet mudaram e vêm mudando os hábitos de toda a sociedade. O desenvolvimento dos serviços de comunicação móvel quebrou o paradigma de que para se comunicar é necessário estar fisicamente conectado a uma estrutura de comunicação com fio. A comunicação móvel ofereceu conexão sem fronteiras; com o acesso de rádio móvel é possível estabelecer comunicação caminhando, dentro de veículos, ou em qualquer lugar que o sistema assim o permitir. A Internet proporcionou um caminho acessível para conectar o mundo. O crescente interesse por esse caminho de comunicação global trouxe avanços nunca antes imaginados na interface homem-máquina, nos recursos multimídia oferecidos, na capacidade do comércio eletrônico (*e-commerce*), na velocidade de acesso e principalmente na forma de comunicação à distância. Hoje a Internet e a comunicação móvel podem ser consideradas indispensáveis para vários ramos de atividade e como fatores preponderantes para o desenvolvimento econômico global.

A crescente utilização e importância do computador e da Internet nas nossas vidas, os avanços na comunicação móvel, a dependência cada vez maior por dados e informação com mobilidade, o anseio por novos serviços e aplicações multimídia, os grandes avanços tecnológicos e a oferta de novos dispositivos e serviços a preços mais acessíveis vêm motivando a criação de uma nova proposta integrada entre os sistemas móveis e a Internet. Esta integração resultou em grandes mudanças no conceito da comunicação móvel e na evolução da chamada Internet móvel. Com a integração da Internet e das aplicações mul-

timídia nos futuros sistemas de comunicação móvel, a viabilidade de serviços de alta velocidade com qualidade de serviço (QoS) tornou-se indispensável.

Espera-se que os novos sistemas móveis sejam capazes de oferecer uma ampla gama de serviços com taxas variáveis, podendo atingir taxas da ordem de 2 Mbps ou mais [3GP02], [Jes04]. As aplicações multimídia desejadas utilizam vários tipos diferentes de serviços em paralelo tais como voz, áudio, vídeo, dados e acesso à Internet. Esses serviços, por comutação de circuitos e por comutação de pacotes, devem ser suportados pela interface aérea e pela estrutura de rede dos novos padrões. É interessante notar que, embora algumas aplicações como a comunicação de voz e a vídeo-conferência apresentem um tráfego tipicamente simétrico, a natureza do tráfego gerado pelos diferentes serviços de dados oferecidos, como o acesso à Internet e a operação de *downloading*, é assimétrica fazendo com que a transmissão no *downlink* (da estação rádio-base para a estação móvel) necessite de uma maior capacidade de transmissão do que no *uplink* (da estação móvel para a estação rádio-base) [HM00].

## 1.1 Sistemas W-CDMA

Para atender a demanda por um acesso de alta velocidade, indispensável para viabilizar serviços de dados eficientes e possibilitar o uso de aplicações multimídia, torna-se necessário a utilização de formas de transmissão e modulação mais eficientes. Algumas das propostas de sistemas celulares móveis de terceira geração (3G) tentam resolver este problema usando a tecnologia de acesso múltiplo por divisão de código de banda-larga (W-CDMA). Os sistemas CDMA usam a técnica de *spread spectrum* [PZB95]. Nesse esquema de modulação, o sinal de informação é transmitido sobre uma banda de frequência muito maior que a taxa da informação. Essa expansão da largura de banda resulta em uma série de propriedades onde a rejeição à interferência é uma das mais importantes [OP98].

Os sistemas CDMA são efetivos na melhor utilização do espectro de frequência existente. O conceito celular possibilita o reuso da mesma faixa

de frequência em áreas distintas denominadas células. O uso da técnica CDMA oferece uma maior capacidade celular para uma faixa de frequência específica em um ambiente multi-celular, já que o reuso de frequência é igual a um, isto é, a mesma faixa de frequência pode ser reutilizada nas células adjacentes [GJP<sup>+</sup>91].

Neste trabalho, as estruturas apresentadas, embora sejam também analisadas em outros contextos, foram direcionadas para aplicações em sistemas W-CDMA, devido sua importância na chamada terceira geração de comunicação celular móvel.

## 1.2 Limitações dos Sistemas W-CDMA

No desenvolvimento de redes de comunicação móvel, é essencial que a banda de frequência e a potência transmitida sejam gerenciadas eficientemente [Ala98]. Com o intuito de oferecer serviços multimídia e de dados de alta velocidade para um grande número de usuários num espectro de radiofrequência limitado, a eficiência espectral torna-se um parâmetro vital.

O canal de propagação sem fio introduz uma série de obstáculos para a transmissão do sinal. Estes obstáculos incluem o desvanecimento de grande escala (devido a perda de percurso), o desvanecimento de média escala (devido ao *shadowing*) e o desvanecimento de pequena escala (devido a soma destrutiva dos componentes do sinal transmitido, recebidos fora de fase).

As principais causas de deterioração dos sistemas celulares móveis W-CDMA de alta taxa (onde o *delay spread* do canal é maior que a duração de chip) são o desvanecimento do sinal e a severa interferência intersimbólica (ISI), além da interferência de multi-acesso (MAI) que é inerente a qualquer sistema CDMA não-ortogonal e pode causar o efeito de *Near-Far* [Ver98]. Enquanto o desvanecimento do sinal e a ISI são resultantes do canal de propagação, a interferência de multi-acesso é causada por usuários interferentes presentes na mesma célula (interferência intracelular) ou em células adjacentes (interferência intercelular).

### 1.3 Motivação

Os sistemas de comunicação móvel estão se desenvolvendo rapidamente para oferecer serviços de voz de alta qualidade, transmissão de dados de alta taxa e aplicações multimídia. Estes serviços requerem sistemas de alta capacidade com um acesso sem fio de alta velocidade confiável. Para atender o crescente número de usuários e a grande demanda pelos novos serviços, as tecnologias e padrões atuais de comunicação sem fio devem sofrer várias mudanças.

Nos últimos anos, foram propostas várias estruturas, baseadas nos recentes avanços na área de processamento de sinais, para reduzir os efeitos de degradação causados pelo canal de rádio propagação e pelos diferentes tipos de interferência presentes nos sistemas de comunicação sem fio, possibilitando assim, um aumento da capacidade sistêmica e da velocidade do acesso sem fio.

Uma solução bastante eficiente para reduzir as distorções causadas pelo canal de propagação pode ser obtida pelo uso da diversidade. A diversidade possibilita reduzir a profundidade ou a duração do desvanecimento através da combinação das múltiplas réplicas do sinal transmitido sujeitas a desvanecimentos independentes. Existem diferentes formas para explorar a diversidade, as mais comuns são aplicadas nos domínios temporal (codificação de canal com entrelaçamento), espectral (*spread spectrum*) e espacial (múltiplas antenas). Uma técnica clássica de combinação é a combinação de razão máxima (MRC). De acordo com [Pro95], a MRC é considerada ótima se os sinais nos ramos de diversidade forem não-correlacionados e tiverem uma distribuição de Rayleigh. Normalmente, a MRC é aplicada na recepção, onde os sinais provenientes de diferentes antenas são ponderados para maximizar a relação sinal-ruído (SNR).

Para reduzir a degradação causada pelos diferentes tipos de interferências presentes nos sistemas de comunicação sem fio, pode-se utilizar diferentes técnicas de cancelamento de interferência, tais como a detecção multi-usuário [Ver98], [GRL99], [HT00] e a formatação de feixe [PP97], [KV96], [God97]. As duas técnicas podem ainda ser combinadas [KIHP90] para se obter ganhos adicionais de desempenho ao custo, entretanto, de uma maior complexidade.

O receptor convencional CDMA é composto por um filtro casado com a forma de onda do código do usuário desejado e apresenta desempenho ótimo para canais com ruído Gaussiano branco aditivo (AWGN). Devido a presença da MAI, proveniente da mesma célula e de células adjacentes, o receptor convencional passa a ser limitado pelo efeito de *Near-Far*, ou seja, seu desempenho reduz consideravelmente quando os sinais dos usuários interferentes são recebidos com potências maiores que a do sinal do usuário desejado. O sistema de segunda geração IS-95 utiliza um controle de potência preciso na estação rádio base (ERB) para equalizar a potência de todos os sinais recebidos de uma mesma célula e reduzir o efeito de *Near-Far*. Porém, devido às severas características do canal de propagação, nem sempre isto é possível.

O trabalho de Verdú [Ver86] demonstrou que a deterioração causada pelo efeito de *Near-Far* não é inerente aos sistemas CDMA e pode ser eliminada pelo emprego de um detector de multi-usuário ótimo de máxima verossimilhança (ML). Este esquema considera que as saídas dos filtros casados da ERB apresentam estatísticas suficientes para a detecção de todos usuários. Assim, pode-se obter o detector de multi-usuário ótimo de ML, aplicando um detector de Viterbi às saídas dos filtros casados. Porém, este detector apresenta uma complexidade exponencial com o número de usuários, motivando o desenvolvimento de vários métodos sub-ótimos, como o detector de decorrelação linear [LV90], [VKAP98], o detector de erro médio quadrático mínimo (MMSE) [MH94], [PV97], o detector de cancelamento sucessivo de interferência [Hol94], [PH94] e o detector de cancelamento paralelo de interferência [LL96], [GRL99].

A formatação de feixe considera que os componentes de multipercurso do sinal desejado e dos sinais interferentes incidem sobre o receptor com ângulos de chegada (AOA) diferentes, permitindo a um arranjo de antenas explorar esta assinatura espacial para cancelar os sinais interferentes. Assim, através do ajuste do diagrama de radiação do arranjo de antenas, pode-se maximizar a potência recebida do sinal desejado e reduzir a potência recebida dos sinais interferentes que estão separados espacialmente do sinal de interesse. En-

tretanto, o uso do processamento puramente espacial não permite eliminar a interferência recebida na mesma direção do sinal desejado ou combinar a energia dos componentes de multipercurso do sinal desejado. Uma solução para sobrepor estas limitações é o emprego do processamento espaço-temporal. Se os sinais desejados e interferentes tiverem assinaturas espaciais ou temporais distintas, o processamento espaço-temporal possibilita uma melhora significativa da relação sinal-interferência (SIR). Um dos principais problemas do processamento espaço-temporal é que o arranjo de antenas requer normalmente um filtro espaço-temporal de dimensões elevadas, e portanto de alta complexidade, para explorar eficientemente as assinaturas espaciais e temporais dos sinais e maximizar a SIR. Além disto, a utilização dos métodos convencionais de adaptação para determinar os coeficientes do filtro espaço-temporal requer uma quantidade proibitiva de símbolos de treinamento.

Nos sistemas móveis de terceira geração, os símbolos de piloto (treinamento) estão disponíveis tanto no *uplink* como no *downlink* [3GP02] e podem ser utilizados para desempenhar diversas funções diferentes, como por exemplo, para determinar os coeficientes dos filtros empregados nos arranjos de antenas. Levando em consideração a presença de símbolos de treinamento no *uplink*, foi proposto em [CSJ02b], um novo receptor de formatação de feixe espaço-temporal para sistemas W-CDMA, baseado no algoritmo HRLS (*hierarchical recursive least squares*) apresentado em [Woo00]. O método proposto oferece uma redução da complexidade computacional e da quantidade de símbolos de treinamento necessárias no processo de adaptação em relação ao método espaço-temporal baseado no algoritmo RLS (*recursive least squares*) convencional, possibilitando ainda prover uma melhora no desempenho para algumas condições particulares.

Em [WP98a], [XT01] e [TL01], foram propostos alguns métodos cegos de cancelamento de interferência para sistemas CDMA que não necessitam do emprego de símbolos de treinamento, informação dos códigos de espalhamento da MAI ou qualquer informação adicional do canal de propagação. Os métodos

cegos permitem eliminar a MAI e a ISI sem a necessidade de uma redução do *throughput* da informação. Entretanto, a maioria dos métodos apresentados na literatura necessitam uma grande quantidade de dados em condições de estacionaridade, que normalmente não está disponível nas aplicações de comunicação móvel [KH88], [CSJ02c].

A abordagem semicega, que pode ser interpretada como uma combinação eficiente dos métodos baseados em treinamento e dos métodos cegos, possibilita superar os problemas apresentados pelos métodos baseados em treinamento, causados por uma quantidade insuficiente de símbolos de treinamento ou uma redução do *throughput*, e pelos métodos cegos, causados pela taxa de convergência lenta, ambigüidade de fase do sinal recuperado e necessidade de uma grande quantidade de informação em condições de estacionaridade [KFFM97], [PP97], [TP98], [LR99], [BCMG00]. Essa abordagem explora a idéia de aumentar o comprimento efetivo da seqüência de símbolos de treinamento usando informações adicionais e propriedades dos sinais transmitidos [KFFM97].

Em [PH01a], foi proposto um método de diversidade de recepção espaço-temporal semicego para sistemas CDMA síncronos, empregando um novo algoritmo denominado algoritmo de módulo constante semicego com identificação do canal (SBCMACI). O método requer uma quantidade significativamente menor de símbolos de treinamento que a requerida pelos métodos clássicos baseados em treinamento, utilizando o critério *least squares*(LS), através do emprego da propriedade de módulo constante do sinal transmitido e da estimativa do canal. A técnica consiste em efetuar a identificação semicega do canal através do método de subespaço antes da equalização semicega.

Em [CSJ02c], o método apresentado em [PH01a] foi estendido para aplicações de formatação de feixe espaço-temporal em sistemas W-CDMA assíncronos. O método permite alterar o diagrama de radiação apropriadamente para maximizar a potência recebida do sinal desejado e melhorar a supressão da MAI. O algoritmo resultante permite a combinação coerente dos componentes de multipercurso do sinal desejado, o cancelamento dos sinais interferentes, a

remoção da ambigüidade de fase presente nos métodos cegos e a redução do número necessário de símbolos de treinamento no processo adaptativo de determinação dos coeficientes do filtro espaço-temporal.

Enquanto as técnicas de diversidade e formatação de feixe espaciais e espaço-temporais aplicadas no processo de recepção são bem conhecidas, as técnicas aplicadas no processo de transmissão são relativamente novas e bastante atrativas, já que possibilitam transferir grande parte da complexidade de processamento da estação móvel (EM) para a ERB.

Os sistemas que empregam apenas uma antena de transmissão e uma antena de recepção, ou seja, sistemas que usam canais de comunicação com uma entrada e uma saída (SISO), apresentam baixa confiabilidade na presença de desvanecimento por multipercurso e capacidade limitada [FG98]. Os métodos de processamento espacial ou espaço-temporal, empregando canais com uma entrada e múltiplas saídas (SIMO) ou múltiplas entradas e uma saída (MISO), podem oferecer vantagens adicionais em relação aos métodos SISO. Porém, os serviços desejados para as próximas gerações de sistemas de comunicação móvel necessitam de canais de comunicação com maior confiabilidade e com maior capacidade. Assim, surgiram os sistemas com múltiplas antenas de transmissão e de recepção, ou seja, sistemas de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO). Os canais de propagação de banda limitada são dutos estreitos que impõem um limite no fluxo de dados de alta velocidade. O desenvolvimento de sistemas de MIMO alargam estes dutos, permitindo explorar a diversidade nos domínios espacial e temporal, aumentando significativamente a capacidade e a velocidade de transmissão de informação.

As investigações no campo da teoria da informação realizadas nos últimos anos [FG98], mostraram que é possível obter um grande aumento da capacidade dos sistemas de comunicação sem fio quando são empregadas múltiplas antenas no transmissor e no receptor. Os resultados destas investigações levaram ao desenvolvimento de uma nova arquitetura de transmissão e recepção chamada *Bell Labs Layered Space-Time* (BLAST) que oferece taxas de trans-



missão inatingíveis pelos métodos tradicionais. Outra abordagem que utiliza múltiplas antenas de transmissão e se possível múltiplas antenas de recepção para prover comunicação confiável de alta taxa é a codificação espaço-temporal (STC) [TSC98], [TJC99b]. Tanto a arquitetura BLAST como a STC fazem uso do domínio espacial e temporal enquanto codificam e decodificam os símbolos de informação. Portanto o termo modulação codificada espaço-temporal pode ser empregado nas duas estruturas.

A técnica de STC combina a codificação de canal com uma estrutura de antenas múltiplas de transmissão e opcionalmente de recepção. Os dados codificados são divididos em  $A_t$  *streams* de símbolos que são simultaneamente transmitidos pelas  $A_t$  antenas. O sinal recebido é uma sobreposição linear dos símbolos transmitidos simultaneamente corrompidos por ruído e interferência. Os algoritmos de decodificação espaço-temporais, bem como as técnicas de estimativa do canal, são incorporados no receptor para obter as vantagens da diversidade e do ganho de codificação. Dentre as técnicas mais difundidas de STC, se destacam a codificação espaço-temporal em treliça (STTC) e a codificação espaço-temporal em bloco (STBC).

A STTC foi apresentada por Tarokh *et al.* em [TSC98] e combina a codificação de canal, o mapeamento de símbolos e uma estrutura de antenas múltiplas com um processo de decodificação em treliça multidimensional. Apesar de oferecer um ganho significativo de codificação, além do ganho de diversidade, a STTC apresenta uma alta complexidade.

Por outro lado, a STBC é uma técnica de STC de baixa complexidade. Na tentativa de reduzir a complexidade do processo de decodificação, Alamouti propôs em [Ala98] um método simples e efetivo de diversidade de transmissão empregando duas antenas transmissoras, que serviu como alicerce para a STBC. Neste esquema, um par de símbolos é transmitido por duas antenas transmissoras em um período de símbolo e uma versão transformada do mesmo par é transmitida no período seguinte. Em [TJC99a], Tarok *et al.* generalizaram o trabalho de Alamouti para um número arbitrário de antenas transmissoras e

apresentaram formalmente a teoria da STBC. A estrutura ortogonal da STBC provê o desacoplamento dos sinais de diferentes antenas e faz com que a complexidade de decodificação dependa apenas da dimensão da constelação de sinais.

Apesar das vantagens oferecidas, os métodos de STBC apresentados em [Ala98] e [TJC99a] consideram que o canal de propagação é perfeitamente conhecido no receptor e que sofre um desvanecimento plano em frequência. Entretanto, como já mencionado, os sistemas de comunicação sem fio de alta taxa apresentam normalmente um *delay spread* maior que a duração de símbolo, causando efeitos de propagação seletivos em frequência. Além disto, o canal de propagação não é conhecido *a priori* no receptor, sendo necessário utilizar técnicas de estimativa para determiná-lo.

Recentemente, foi introduzido em [LP00], um novo paradigma para a STBC em canais com desvanecimento seletivo em frequência. Este método, denominado codificação espaço-temporal em bloco por inversão temporal (TR-STBC) [LSLL02], [SL02], é composto por uma versão modificada do método de Alamouti, implementada a nível de bloco no domínio temporal, permitindo explorar, além da diversidade espacial, a diversidade de multipercurso contida nos canais com desvanecimento seletivo em frequência. Em [CSJ03d] e [CSJ03a], foram apresentados os receptores de equalização pós-combinação com estimativa de canal (STBC-EPCCE) e de combinação conjunta de MIMO (STBC-MIMO-JEC), baseados em versões de MMSE do método de TR-STBC, para a aplicação da STBC em canais com desvanecimento seletivo em frequência, considerando que o canal de propagação não é conhecido *a priori* no receptor.

Após a derivação da capacidade teórica dos canais de MIMO, Foschini e Gans propuseram a arquitetura espaço-temporal em camadas BLAST [Fos96] para proporcionar taxas de transmissão muito maiores que as obtidas pelas técnicas convencionais. A arquitetura BLAST é uma técnica que emprega arranjos de antenas com múltiplos elementos no transmissor e no receptor. O *stream* de informação de um dado usuário é dividido em múltiplos *substreams* que são transmitidos simultaneamente em subcanais em paralelo através

do arranjo de antenas de transmissão. Todos os *substreams* são transmitidos na mesma faixa de frequência, oferecendo uma excelente eficiência espectral. Como a informação é transmitida em paralelo através das múltiplas antenas, a taxa de transmissão efetiva aumenta proporcionalmente ao número de antenas usadas.

Uma outra área de recentes pesquisas, consiste em combinar métodos modernos de correção de erros com estruturas de decodificação iterativas. Em 1993, foi apresentado por Berrou *et al.* [BGT93], um esquema de correção de erros revolucionário, denominado método de codificação turbo. Nesse trabalho seminal, foram apresentados resultados indicando que o emprego da codificação turbo possibilita atingir índices de capacidade muito próximos das predições de Shannon para canais AWGN [Sha48]. A codificação turbo supera o paradoxo entre a taxa de erro e a complexidade de decodificação através da concatenação de códigos por meio de entrelaçadores e de técnicas iterativas de decodificação baseadas em informação suave.

O termo turbo, associado ao método de codificação apresentado em [BGT93], foi escolhido fundamentalmente pelo fato do processo de decodificação empregar um método iterativo baseado em realimentação, similar ao conceito empregado nos turbocompressores usados em motores a combustão, e não pelas características dos códigos empregados. Assim, o princípio turbo é muito mais abrangente do que a codificação turbo, onde foi originalmente concebido, podendo ser aplicado a vários outros problemas, como por exemplo a equalização de canal [DJB95], [GLL97], a detecção multiusuário [WP98b], [ARAS99], [RP00], o processamento espaço-temporal [Koc01], a codificação espaço-temporal [BNS99], [Cui01], [Ton01], [Ton03], a modulação codificada [Bau99], entre outros.

Neste trabalho, o princípio turbo foi utilizado, de maneira simplificada, no desenvolvimento de um receptor iterativo, baseado na equalização e decodificação conjunta, para sistemas W-CDMA empregando algumas técnicas diferentes de STBC para canais com desvanecimento seletivo em frequência.

## 1.4 Resumo das Principais Publicações

A seguir, é apresentado um resumo das principais publicações, aprovadas em congressos nacionais e internacionais, referentes a este trabalho.

- Casella, I. R. S.; Sousa, E. S.; Jeszensky, P. J. E., “Semi-Blind BeamSpace-Time Interference Cancellation using Subspace Channel Identification for DS-WCDMA Systems” (*Best Student Paper Award - American Region*)

Nesse artigo [CSJ02c], foi proposto pela primeira vez uma estrutura de formação de feixe espaço-temporal semicega utilizando o algoritmo SBCMACI. Foram apresentados os resultados de desempenho para as estruturas BST-RLS e BST-SBCMACI considerando um sistema W-CDMA com códigos aleatórios, espalhamento espectral complexo, modulação da informação QPSK, modelo de canal macrocelular estatístico e diferentes cenários de *Near-Far*.

- Casella, I. R. S.; Sousa, E. S.; Jeszensky, P. J. E., “Analysis of a Semi-Blind BeamSpace-Time Interference Cancellation for WCDMA Systems in Microcellular Environments”

Nesse artigo [CSJ02a], foi analisado o desempenho da estrutura de formação de feixe espaço-temporal semicega BST-SBCMACI proposta em [CSJ02c] sob condições mais realistas e em ambientes microcelulares. Foram apresentados os resultados de desempenho para as estruturas BST-RLS e BST-SBCMACI considerando um sistema W-CDMA empregando códigos Gold-like, espalhamento espectral complexo, modulação da informação QPSK, modelo de canal microcelular baseado no GBSBE e diferentes cenários de *Near-Far*.

- Casella, I. R. S.; Sousa, E. S.; Jeszensky, P. J. E., “Hierarchical Recursive Least Squares Space-Time Interference Cancellation for W-CDMA Systems”

Nesse artigo [CSJ02b], foi proposto pela primeira vez uma estrutura

hierárquica de formatação de feixe espaço-temporal denominada BST-HRLS. Foram apresentados alguns resultados de desempenho para as estruturas BST-RLS e BST-HRLS considerando um sistema W-CDMA com códigos aleatórios, espalhamento espectral complexo, modulação da informação QPSK e modelo de canal microcelular baseado no GBSBE.

- Casella, I. R. S.; Sousa, E. S.; Jeszensky, P. J. E., “Semi-Blind BeamSpace-Time Interference Cancellation for a Multi-Code WCDMA System”

Nesse artigo [CSJ03f], é analisado o desempenho da estrutura espaço-temporal de formatação de feixe semicega BST-SBCMCI, proposta em [CSJ03f], para sistemas W-CDMA de multi-taxa empregando o método multi-code. Foram apresentados alguns resultados de desempenho para as estruturas BST-RLS e BST-SBCMCI considerando um sistema W-CDMA empregando códigos Gold-like, espalhamento espectral complexo, modulação da informação QPSK e modelo de canal microcelular baseado no GBSBE.

- Casella, I. R. S.; Sousa, E. S.; Jeszensky, P. J. E., “Equalization Post-Combining with Channel Estimation and MIMO Joint Equalization Combining Receivers for Space-Time Block Coding in Frequency Selective Channels”

Nesse artigo [CSJ03d], é investigado o desempenho de duas propostas diferentes de receptor empregando codificação espaço-temporal em bloco para canais seletivos em frequência. A primeira, designada como receptor com equalização pós-combinação e estimativa de canal, é baseada no método de codificação espaço-temporal com inversão temporal proposto por Lindskog e Paulraj e realiza estimativa do canal, combinação linear e equalização. A segunda, denominada como receptor com equalização e combinação conjunta de múltiplas entradas e múltiplas saídas, é baseada no esquema apresentado por Meshkati e Sousa e realiza equalização, cancelamento de interferência e combinação linear simultaneamente.

- Casella, I. R. S.; Sousa, E. S.; Jeszensky, P. J. E., “Analysis of Equalization Pos-Combining with Channel Estimation and MIMO Joint Equalization Combining Receivers for Space-Time Block Coding”

Esse artigo [CSJ03a] é uma extensão do trabalho apresentado em [CSJ03d], contendo alguns resultados adicionais de simulação.

- Casella, I. R. S.; Sousa, E. S.; Jeszensky, P. J. E., “Differential Semi-Blind Beam-space-Time Interference Cancellation for DS-WCDMA Systems in Frequency Selective Time-Varying Channels”

Nesse artigo [CSJ03b], é proposto um novo receptor empregando formação de feixe espaço-temporal semi-cega diferencial para sistemas assíncronos de múltiplo acesso por divisão de código de banda-larga por sequência direta (DS-WCDMA). O novo receptor apresenta robustez a variações de fase e redução dos efeitos de distorção não linear.

- Casella, I. R. S.; Sousa, E. S.; Jeszensky, P. J. E., “Differential Semi-Blind Spatial-Temporal Beamforming for DS-WCDMA Systems in Frequency Selective Time-Varying Channels”

Nesse artigo [CSJ03c], são apresentados alguns resultados complementares de simulação aos apresentados em [CSJ03b].

- Casella, I. R. S.; Sousa, E. S.; Jeszensky, P. J. E., “Evaluation of Chip Space-Time Block Coding for DS-WCDMA in Time-Varying Channels”

Nesse artigo [CSJ03e], é investigado o desempenho da conexão direta de um sistema de múltiplo acesso por divisão de código de banda larga (W-CDMA) empregando codificação espaço-temporal num canal de propagação por multipercurso variante no tempo. A codificação espaço-temporal é aplicada a nível de chip para melhorar a robustez do sistema a variações na envoltória de desvanecimento.

## 1.5 Descrição do Conteúdo

Este documento contém, além do presente capítulo, de caráter introdutório, mais 10 capítulos que podem ser assim resumidos:

**Capítulo 2** - Neste capítulo, são descritas algumas das principais características do ambiente de propagação sem fio. Em função das características de interesse, são apresentados alguns modelos matemáticos para representar os canais de propagação.

**Capítulo 3** - Neste capítulo, são introduzidas as principais diferenças entre as estruturas espaço-temporais de recepção empregadas para formação de feixe e para diversidade. São também apresentados, os principais algoritmos adaptativos encontrados na literatura, usados na determinação das estruturas espaço-temporais estudadas. Finalmente, são apresentados alguns resultados de simulação.

**Capítulo 4** - Neste capítulo, são propostas novas estruturas espaço-temporais de recepção hierárquicas e semicegas para formação de feixe e para diversidade, direcionadas para aplicações no *uplink* de sistemas W-CDMA com códigos de espalhamento curtos, sujeitos a canais de propagação com desvanecimento seletivo em frequência. Ao final do capítulo são apresentados alguns resultados de simulação.

**Capítulo 5** - Neste capítulo, são apresentados os conceitos fundamentais, baseados na teoria da informação, das técnicas de transmissão em canais de MIMO. São apresentadas também as principais características dos principais métodos encontrados na literatura.

**Capítulo 6** - Neste capítulo, são introduzidos os conceitos básicos da STBC, uma das técnicas mais promissoras de diversidade de transmissão, e é apresentado o método de Alamouti para aplicações em canais com desvanecimento plano em frequência. Alguns resultados de simulação são

apresentados e confrontados com os resultados obtidos pelas expressões analíticas descritas no anexo 2.

**Capítulo 7** - Neste capítulo, são propostas algumas estruturas de STBC empregando múltiplas antenas de transmissão e de recepção, para canais de propagação com desvanecimento seletivo em frequência. Ao final do capítulo são apresentados alguns resultados de simulação.

**Capítulo 8** - Neste capítulo, os métodos apresentados nos capítulos 6 e 7, são estendidos para aplicações no *downlink* de sistemas W-CDMA empregando códigos curtos e códigos longos. Em função das características intrínsecas dos sistemas CDMA, são analisadas duas abordagens distintas de codificação espaço-temporal. Ao final do capítulo são apresentados alguns resultados de simulação.

**Capítulo 9** - Neste capítulo, são apresentados alguns conceitos fundamentais da codificação de FEC e do princípio turbo, contendo uma breve introdução dos métodos de codificação de bloco e convolucional, bem como algumas das principais características da codificação turbo. Também são revistos alguns conceitos da equalização turbo e é descrita uma estrutura de equalização e decodificação conjunta iterativa de baixa complexidade.

**Capítulo 10** - Neste capítulo, são propostas algumas estruturas de codificação espaço-temporal iterativas de complexidade reduzida, para canais com desvanecimento seletivo em frequência aplicadas ao *downlink* de sistemas W-CDMA usando codificação de FEC e empregando códigos curtos e códigos longos. As estruturas propostas são baseadas nas técnicas apresentadas no capítulo 8 e no princípio turbo, introduzido no capítulo 9. Ao final do capítulo são apresentados alguns resultados de simulação.

**Capítulo 11** - Neste capítulo, são apresentados um resumo das principais conclusões e as perspectivas para futuros trabalhos.



## 2 CANAIS DE RÁDIO PROPAGAÇÃO MÓVEL

Uma das grandes vantagens da transmissão de rádio é permitir a comunicação com mobilidade, porém o canal de rádio propagação impõe uma série de limitações no desempenho dos sistemas móveis. O canal de propagação é parte integrante do sistema e muitas vezes não pode ser ajustado nem controlado. Assim, o conhecimento das características e propriedades do canal é essencial para o desenvolvimento com sucesso dos sistemas de comunicação móvel, sendo necessário desenvolver modelos precisos e confiáveis para a caracterização adequada do canal.

Um canal de rádio propagação móvel é um meio hostil por natureza, sendo bastante difícil obter bons modelos para prever seu comportamento. Tradicionalmente, os canais podem ser modelados através do uso de técnicas estatísticas baseadas em dados obtidos em medidas de propagação reais. Como apresentado na figura 1, pode-se obter um modelo representativo do canal de rádio propagação pela decomposição dos efeitos de desvanecimento sofridos pelo sinal transmitido em 3 componentes distintos [OP98]:

- componente de perda de percurso de grande escala
- componente de variação lenta de média escala
- componente de variação rápida de pequena escala

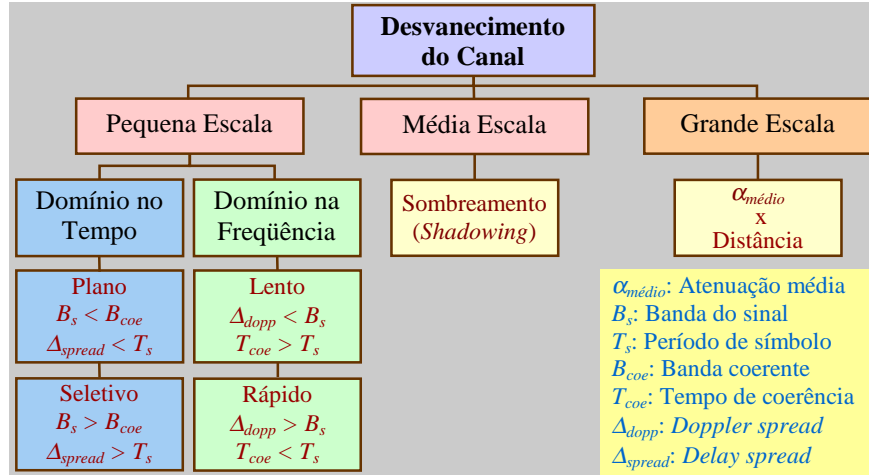


Figura 1: Classificação do desvanecimento do canal de propagação

## 2.1 Desvanecimento de Grande e Média Escala

A intensidade do sinal recebido pode sofrer grandes variações dependendo das características do percurso de propagação entre o transmissor e o receptor. Situações em que obstruções por prédios ou montanhas, por exemplo, podem ocasionar uma grande atenuação do sinal. A redução da potência recebida com a distância devido à reflexão, difração e refração é conhecida como perda por percurso. Vários modelos de propagação têm sido desenvolvidos para determinar as perdas de percurso causadas por grandes obstáculos. Estes modelos são chamados de modelos de propagação de grande escala [OP98] por caracterizarem a potência média do sinal recebido sobre grandes áreas. Um modelo bastante conhecido é o modelo de espaço livre. Neste modelo, somente o efeito da atenuação causada pelo espaçamento entre transmissor e receptor é considerado como fator de deterioração do sinal transmitido, já que os fenômenos de reflexão, refração e atenuação por absorção não existem (não há objetos que possam absorver, refletir ou refratar a energia das ondas de rádio). Embora o modelo de espaço livre possa ser empregado para caracterizar várias situações de linhas de visada direta (LOS) sem obstruções, ele não é adequado para aplicações na comunicação móvel, onde é necessário levar em consideração outros fatores de deterioração, como por exemplo, o desvanecimento por multipercurso [LM94].

Na tentativa de obter um modelo mais preciso para aplicações móveis, Okumura [Oku68] realizou extensivas medidas de perdas de percurso em Tóquio para seis faixas de frequências distintas entre 200 e 1920 MHz e para distâncias e alturas de antenas diferentes. Posteriormente, Hata transformou as medidas de Okumura em fórmulas paramétricas, dando origem ao chamado modelo de Okumura-Hata. Recentemente, vários modelos têm sido apresentados para aplicações móveis, como por exemplo o modelo COST259-DCM (Directional Channel Model), que inclui parâmetros para diferentes tipos de ambientes e vários modelos possíveis para caracterizar o processo de desvanecimento.

Os modelos de propagação de média escala, por sua vez, determinam as mudanças graduais na potência média do sinal causadas por pequenas obstruções como árvores, folhagens e pequenos obstáculos presentes no ambiente móvel quando a antena receptora é movida sobre distâncias da ordem de poucas dezenas ou centenas de metros. Enquanto as medidas de perda de percurso para mesmas distâncias do transmissor podem ter seu valor médio próximo do valor dado pela fórmula de Okumura-Hata, as medidas individuais podem variar significativamente. Medidas mais precisas mostram que a variação da perda de percurso de média escala, denominada sombreamento ou *shadowing*, pode ser modelada estatisticamente por uma distribuição Log-normal [Rap96], dada por:

$$p_s(\gamma_0) = \frac{1}{\gamma_0 \cdot \sigma_s \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} \exp \left[ -\frac{\ln(\gamma_0) - m_s}{2 \cdot \sigma_s^2} \right] \quad (1)$$

Onde,

$\gamma_0$  é a potência média do sinal recebido

$m_s$  é o valor médio logarítmico do *shadowing*

$\sigma_s^2$  é a variância logarítmica do *shadowing*

Nesta tese, os desvanecimentos de média e grande escala, por serem eficientemente tratados por várias técnicas convencionais [Rap96], não são abordados. Assim, as análises se concentrarão no desvanecimento de pequena escala, muito mais destrutivo e problemático para a comunicação sem fio.

## 2.2 Desvanecimento de Pequena Escala

Os modelos de propagação de pequena escala caracterizam as variações rápidas da intensidade de sinal sobre curtas distâncias, da ordem de poucos comprimentos de onda ou sobre curtas durações de tempo, da ordem de poucos segundos. O desvanecimento de pequena escala é causado pelas múltiplas reflexões de uma onda transmitida nos dispersores locais tais como casas, prédios, veículos etc. Os componentes de multipercurso resultantes chegam ao receptor em instantes diferentes e geram variações na amplitude e fase do sinal quando combinados. O grau de variação depende da distribuição das intensidades e dos atrasos dos componentes de multipercurso e da banda do sinal ( $B_s$ ) transmitido [Rap96]. Os três efeitos mais importantes do desvanecimento de pequena escala são [Rap96]:

- Variações rápidas na intensidade do sinal sobre curtas distâncias ou curtas durações de tempo
- Modulação aleatória de frequência causada pelo desvio *doppler* nas diferentes componentes de multipercurso
- Dispersão temporal causada pelos atrasos de propagação dos múltiplos percursos

Quando o sinal recebido é composto por um componente representativo de visada direta, denominado componente especular, e de várias reflexões dos múltiplos percursos de uma onda transmitida, a amplitude da envoltória devido ao desvanecimento de pequena escala apresenta uma distribuição de Rice [Skl97]:

$$p_{rice}(a) = \frac{a}{\sigma_r^2} \cdot \exp \left[ -\frac{a^2 + \check{a}_p^2}{2 \cdot \sigma_r^2} \right] \cdot I_0 \left[ \frac{a \cdot \check{a}_p}{\sigma_r^2} \right] \quad (2)$$

Onde,

$a$  é a amplitude da envoltória do sinal recebido

$\check{a}_p$  é o valor de pico do componente especular

$\sigma_r^2$  é a potência média do sinal

$I_0$  é a função de Bessel modificada de 1ª espécie e de ordem zero

Entretanto, quando a amplitude do componente especular é zero, a amplitude da envoltória devido ao desvanecimento de pequena escala apresenta uma distribuição de Rayleigh [Skl97]:

$$p_{rayleigh}(a) = \frac{a}{\sigma_r^2} \cdot \exp \left[ -\frac{a^2}{2 \cdot \sigma_r^2} \right], \quad a > 0 \quad (3)$$

O movimento relativo do receptor em relação ao transmissor introduz um desvio de frequência em todos os componentes do sinal recebido, denominado desvio *doppler*. O desvio *doppler* é diretamente proporcional a velocidade e direção do movimento do receptor com respeito à direção de chegada dos componentes do sinal recebido [Rap96].

Na figura 2, um móvel se desloca com velocidade constante  $v_{EM}$  enquanto recebe o sinal proveniente do transmissor. Considerando que a antena transmissora está distante o suficiente para assumir que os ângulos dos sinais incidentes nos pontos A e B são os mesmos ( $\theta$ ) e que a distância percorrida pelo sinal para cobrir os dois pontos é  $\Delta l$  (correspondente a uma duração de tempo  $\Delta t$ ), pode-se obter o desvio de fase  $\Delta\varphi$  entre os sinais por:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi \cdot \Delta l}{\lambda_c} = \frac{2\pi \cdot v_{EM} \cdot \Delta t}{\lambda_c} \cdot \cos(\theta) \quad (4)$$

Onde,  $\lambda_c = \frac{c_v}{f_c}$  é o comprimento de onda

$f_c$  é a frequência da portadora

$c_v$  é a velocidade da luz

E o desvio *doppler* resultante é dado por:

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{v_{EM}}{\lambda_c} \cdot \cos(\theta) \quad (5)$$

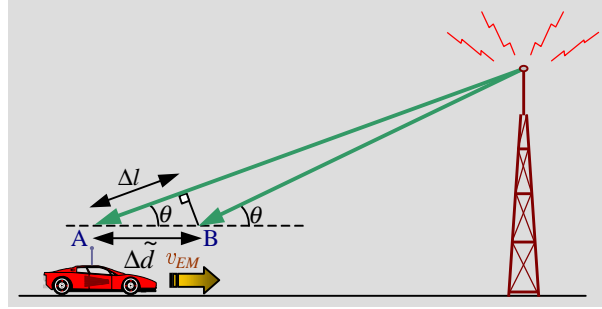


Figura 2: Desvio *doppler*

A banda do canal pode ser quantizada pela banda coerente ( $B_{coe}$ ) que é relativa a estrutura de multipercurso do canal. A banda coerente é obtida pela máxima diferença de frequência na qual as amplitudes dos sinais ainda são fortemente correlacionadas. Se a banda do sinal transmitido for maior que a banda coerente, o sinal recebido será distorcido. Outro parâmetro importante para a caracterização do canal de propagação, relacionado com a banda coerente, é o *delay spread*. O *delay spread* é um fenômeno natural causado pela reflexão e dispersão dos percursos de propagação do canal e expressa a dispersão temporal do sinal transmitido. O *delay spread* e a banda coerente são parâmetros que descrevem a natureza dispersiva temporal do canal numa área restrita. Entretanto, eles não oferecem nenhuma informação sobre a variabilidade no tempo do canal, causada pelo movimento relativo entre o transmissor e o receptor.

O *doppler spread* e o tempo de coerência do canal ( $T_{coe}$ ) são parâmetros que permitem descrever a natureza da variação no tempo do canal em regiões de pequena escala. O *doppler spread* é uma medida da expansão espectral causada pela taxa de variação temporal do canal e é definido como a faixa de frequência sobre a qual o espectro *doppler* recebido é essencialmente não zero. Se a banda do sinal em banda base for muito maior que *doppler spread*, o efeito de expansão de frequência é desprezível e o desvanecimento é chamado lento [Rap96]. O tempo de coerência do canal é o equivalente ao *doppler spread* no domínio do tempo e é usado para caracterizar a variabilidade temporal da dispersividade de frequência do canal.

## 2.3 Tipos de Desvanecimentos de Pequena Escala

Dependendo da relação entre os parâmetros de sinal e de canal (banda do sinal, *delay spread*, *doppler spread* etc.), os sinais transmitidos podem sofrer diferentes tipos de desvanecimentos. A dispersão no tempo e na frequência do canal de propagação pode causar quatro tipos diferentes de efeitos:

**Desvanecimento Plano em Frequência** - Ocorre quando o canal apresenta um ganho constante e resposta de fase linear sobre uma banda de frequência maior que a banda do sinal transmitido. No desvanecimento plano, as características espectrais do sinal transmitido são mantidas, porém a intensidade do sinal recebido sofre severas variações no tempo.

**Desvanecimento Seletivo em Frequência** - Ocorre quando a banda de frequência em que o canal mantém um ganho constante e uma resposta de fase linear é menor que a banda do sinal transmitido e o período de símbolo é menor que o *delay spread* do canal. No desvanecimento seletivo, o sinal recebido é composto por múltiplos componentes do sinal transmitido defasados e atenuados, ocasionando uma distorção do sinal. Em função da dispersão temporal do sinal transmitido, há a presença de ISI.

**Desvanecimento Rápido** - Neste caso, a resposta ao impulso do canal muda a uma taxa mais rápida que o período de símbolo ( $T_s$ ), ou seja, o tempo de coerência do canal é menor que o período de símbolo do sinal transmitido. Isto causa dispersão de frequência (também denominada desvanecimento seletivo no tempo) devido ao *doppler spread*. No domínio da frequência, a distorção do sinal aumenta à medida que o *doppler spread* aumenta em relação à banda do sinal transmitido.

**Desvanecimento Lento** - Neste caso, a resposta ao impulso do canal muda a uma taxa mais lenta que o período de símbolo. Assim, o tempo de coerência do canal é muito maior que o período de símbolo do sinal transmitido. O canal pode ser considerado estático por um ou vários símbolos.

Pode-se verificar que ao determinar se o canal de propagação é lento ou rápido, não se especifica se o mesmo é plano ou seletivo em frequência. Assim, como apresentado na figura 3, é possível combinar os dois tipos de dispersão no domínio do tempo (plano ou seletivo em frequência) com os dois tipos de dispersão no domínio da frequência (lento ou rápido).

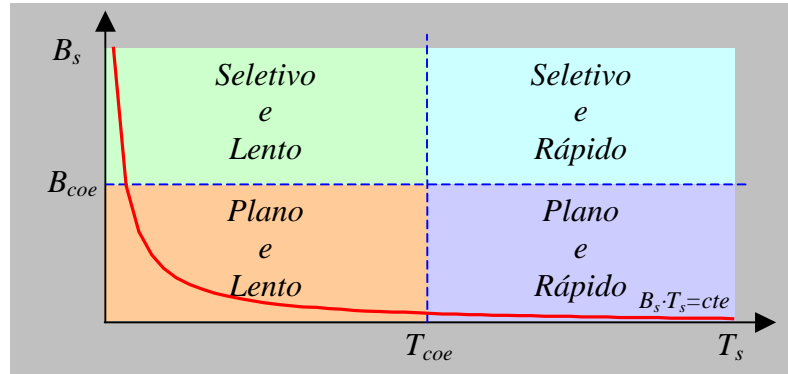


Figura 3: Tipos de desvanecimentos de pequena escala

Um outro parâmetro importante para a caracterização de canais de rádio propagação é o *angle spread*. O *angle spread* é bastante empregado na caracterização de canais espaciais e espaço-temporais. No ambiente de propagação rádio, os vários componentes defasados e escalonados do sinal transmitido apresentam ângulos de partida e de chegada diferentes. O *angle spread* permite a caracterização da dispersão angular sofrida. Assim, no processo de recepção, o *angle spread* representa o espalhamento dos ângulos de chegada dos multipercursos ao receptor. Enquanto que no processo de transmissão, o *angle spread* representa o espalhamento dos ângulos de partida dos multipercursos. O ângulo de chegada ou de partida de um percurso pode, em alguns casos, ser estatisticamente relacionado ao seu atraso. O *angle spread* pode causar desvanecimento seletivo espacial, o que implica que a amplitude do sinal depende da localização espacial da antena. O desvanecimento seletivo espacial é caracterizado pela distância coerente ( $D_{coe}$ ). Quanto maior for o *angle spread*, menor será a distância coerente.



Na figura 4, é representada a sobreposição dos efeitos de desvanecimento de larga, média e pequena escala, descritos anteriormente, sobre o sinal transmitido da ERB para a EM [Skl97]. A perda de percurso causa uma atenuação linear em dB com a distância, a margem de desvanecimento de média escala devido ao efeito de sombreamento é da ordem de 6 a 12 dB e a margem de desvanecimento de pequena escala devido ao efeito de multipercurso é da ordem de 20 a 30 dB.

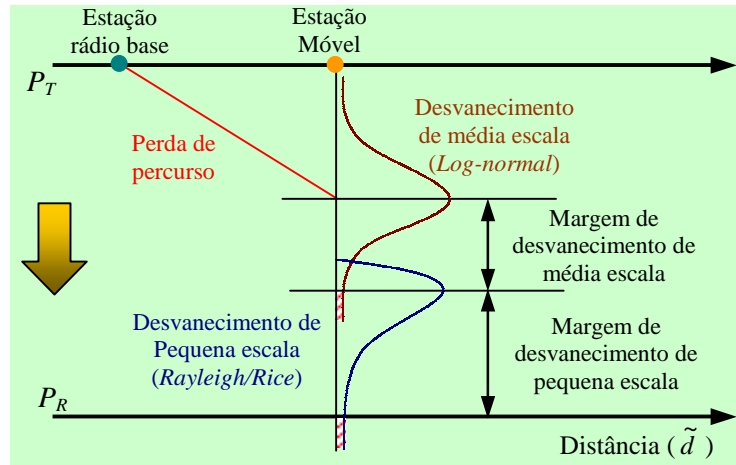


Figura 4: Sobreposição dos efeitos de desvanecimento

## 2.4 Modelos para Canais com Desvanecimento de Pequena Escala

Os efeitos de desvanecimento de pequena escala presentes nos canais de propagação sem fio, podem ser descritos por diferentes modelos matemáticos. Os modelos matemáticos oferecem uma ferramenta precisa e funcional para a análise de desempenho de sistemas de comunicação sem fio em diferentes cenários de propagação.

A seguir, são apresentados alguns modelos, classificados de acordo com a dispersão temporal (plano ou seletivo em frequência), encontrados comumente na literatura científica. Apesar da classificação utilizada, são discutidos também os efeitos de dispersão espectral durante a apresentação dos modelos.

### 2.4.1 Modelo AWGN Complexo para Canais com Desvanecimento Plano em Frequência

Como mencionado anteriormente, o canal de propagação sofre um desvanecimento plano em frequência, quando o *delay spread* do canal for muito menor que o inverso da banda do sinal transmitido em banda base. Neste caso, a resposta ao impulso do canal num dado instante  $t$ , devido a um impulso aplicado no instante  $t - \tau$ , pode ser representada por [ZP01]:

$$\tilde{p}(t, \tau) = \beta(t) \cdot \delta(\tau - \tau_o(t)) \quad (6)$$

Onde,

$\tau_o(t)$  é o atraso de propagação do sinal no instante  $t$

$\beta(t) = a(t) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot \tau_o(t) + \varphi(t)}$  é o ganho complexo do canal no instante  $t$

$a(t)$  é a atenuação causada pelo canal no instante  $t$

$\varphi(t)$  é o desvio de fase inicial

$\delta(\tau)$  é a função impulso de Dirac

Considerando que a quantidade de componentes de multipercurso é grande e representando as intensidades dos percursos por variáveis aleatórias independentes e identicamente distribuídas (i.i.d) e independentes das fases dos percursos, representadas por variáveis aleatórias independentes e uniformemente distribuídas entre  $-\pi$  e  $\pi$ , pode-se aproximar o ganho complexo de canal  $\beta(t)$ , através do teorema do limite central [Lat89], por uma variável aleatória Gaussiana complexa de média zero.

Deste modo, pode-se obter um modelo bastante simples para representar canais com desvanecimento plano em frequência através da soma de duas fontes, em fase e em quadratura, de AWGN independentes. Como apresentado na figura 5, a envoltória do processo AWGN complexo resultante apresenta uma distribuição de Rayleigh e a fase apresenta uma distribuição uniforme entre  $-\pi$  e  $\pi$ .

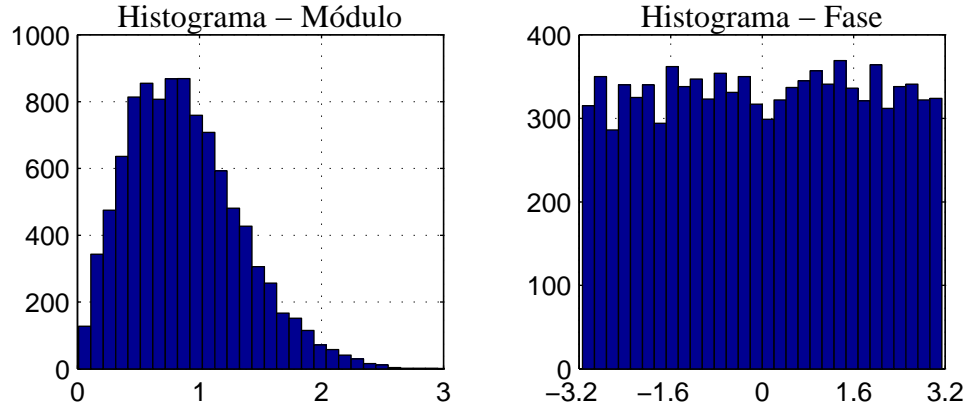


Figura 5: Modelo AWGN complexo - Histograma do módulo e fase do desvanecimento

Apesar da simplicidade, o modelo AWGN complexo não é capaz de caracterizar os efeitos do *doppler spread* do canal de propagação.

#### 2.4.2 Modelo de Jakes para Canais com Desvanecimento Plano em Frequência

O modelo de Jakes é um método determinístico amplamente utilizado para representar canais de propagação, em ambientes de dispersão isotrópicos sem LOS, sujeitos a desvanecimentos planos em frequência correlacionados no tempo [Jak74]. O método se baseia no fato que a soma de uma grande quantidade de senóides com fases aleatórias é uma boa aproximação para um processo Gaussiano aleatório, sendo apenas necessário ponderá-las adequadamente para poder levar também em consideração o *doppler spread* do canal.

Assumindo que  $L_u$  percursos de intensidades iguais incidem, com ângulos de chegada  $\theta_l$  uniformemente distribuídos, numa EM se movendo a velocidade constante, pode-se representar o desvio *doppler* experimentado por um dado percurso  $l$  por:

$$f_d^l = f_d^{max} \cdot \cos(\theta_l) \quad (7)$$

Onde,

$f_d^{max} = \frac{v_{EM}}{\lambda_c}$  é o máximo desvio *doppler*

Empregando  $\theta_l = 2 \cdot \pi \cdot l / L_u$  [Jak74], pode-se representar o canal de desvanecimento por  $N_{osc} + 1$  osciladores complexos, onde  $N_{osc} = (L_u/2 - 1)/2$ . Deste modo, o modelo de canal resultante, composto por um oscilador com frequência  $f_d^{max}$  e  $N_{osc}$  osciladores com frequência  $f_d^l$ , é dado por:

$$\begin{aligned} \tilde{p}(t) = & \frac{1}{\sqrt{2 \cdot N_{osc} + 1}} \cdot \left\{ \sqrt{2} \left[ \cos(\check{\phi}) + j \cdot \sin(\check{\phi}) \right] \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_d^{max} \cdot t) + \right. \\ & \left. 2 \cdot \sum_{l=1}^{N_{osc}} [\cos(\phi_l) + j \cdot \sin(\phi_l)] \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_d^l \cdot t) \right\} \end{aligned} \quad (8)$$

Onde  $\check{\phi}$  e  $\phi_l$  são os parâmetros de fase dos osciladores

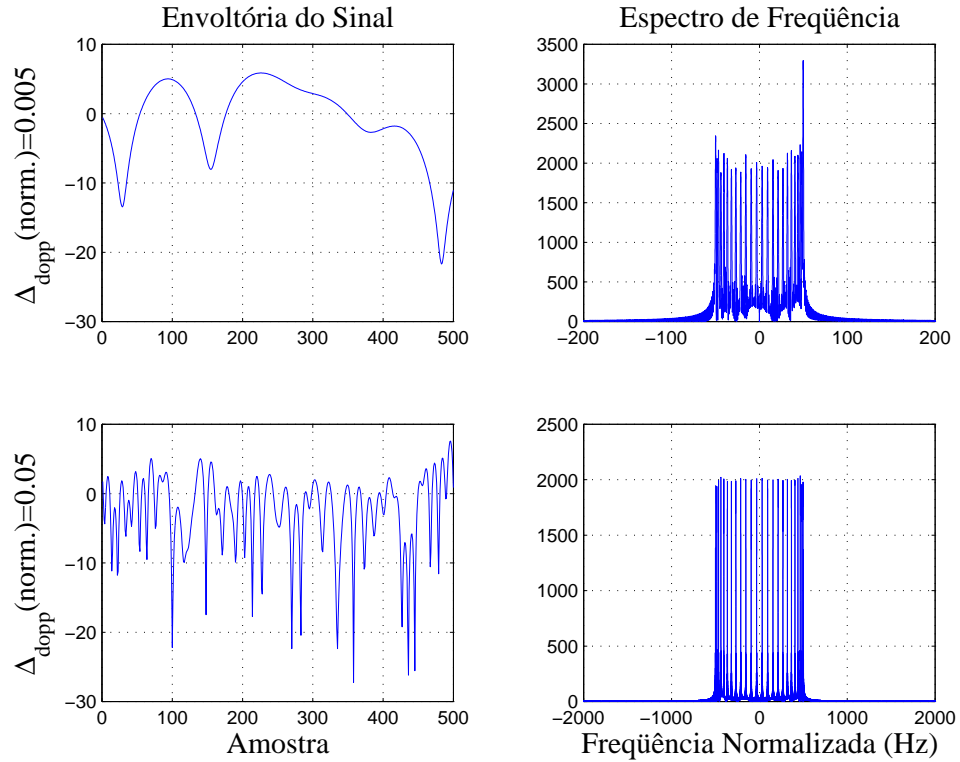


Figura 6: Modelo de Jakes - envoltória e espectro de frequência em função do *doppler spread* normalizado pela banda do sinal transmitido ( $\Delta_{dopp}(norm.) = 0.005$  e  $0.05$ ,  $N_{osc} = 10$ ,  $T_s = 100\mu s$ )

Em [Jak74], foram sugeridas duas propostas diferentes para determinar  $\check{\phi}$  e  $\phi_l$ , de modo a minimizar a correlação entre os componentes em fase e em quadratura dos osciladores e garantir as mesmas distribuições estatísticas apresentadas para o modelo AWGN complexo (envoltória com distribuição de Rayleigh e fase com distribuição uniforme). A primeira proposta considera  $\check{\phi} = 0$  e  $\phi_l = \pi \cdot l / (N_{osc} + 1)$ , enquanto a segunda adota  $\check{\phi} = \pi/4$  e  $\phi_l = \pi \cdot l / N_{osc}$ . Na figura 6, são apresentados alguns resultados de simulação para o modelo de Jakes usando a primeira proposta de inicialização, considerando  $N_{osc} = 10$  e duas situações diferentes de *doppler spread*,  $\Delta_{dopp}(norm.) = 0.005$  e  $0.05$ , normalizadas pela banda do sinal transmitido.

Recentemente, Dent *et al.* propuseram algumas pequenas alterações ao modelo de Jakes para melhorar as propriedades de correlação entre as componentes dos multipercursos [PDC93]. O modelo proposto é composto por  $N_{osc} = L_u/4$  osciladores senoidais com frequência  $f_d^l$ , onde  $\theta_l = 2 \cdot \pi \cdot (l - 0.5) / L_u$ , e utiliza códigos ortogonais de Walsh-Hadamard para garantir boas propriedades de correlação entre os osciladores. De acordo com [PDC93], adotando  $\phi_l = \pi \cdot l / N_{osc}$ , os componentes em fase e em quadratura de  $\tilde{p}(t)$  apresentam potências iguais e são não-correlacionados.

### 2.4.3 Modelo de Patzold para Canais com Desvanecimento Plano em Frequência

Um outro modelo determinístico, também baseado na soma finita de senóides, para a caracterização de canais de propagação com desvanecimento plano em frequência correlacionados no tempo é o chamado modelo de Patzold, ou método exato de espalhamento *doppler* (MEDS) [PKLL96], [PKLL98].

O método de Patzold permite obter um conjunto ótimo de senóides para representar os efeitos de desvanecimento do canal, ou seja, para um dado número de senóides, o método obtém uma aproximação ótima para processos Gaussianos (com distribuição de Rayleigh ou Rice) com uma determinada densidade espectral de potência (PSD). Para isto, são empregados dois critérios de

otimização. No primeiro, os coeficientes de *doppler* são otimizados para obter a função de densidade de probabilidade (pdf) desejada. Enquanto no segundo, as frequências de *doppler* são otimizadas para obter a função de autocorrelação desejada [PKLL98].

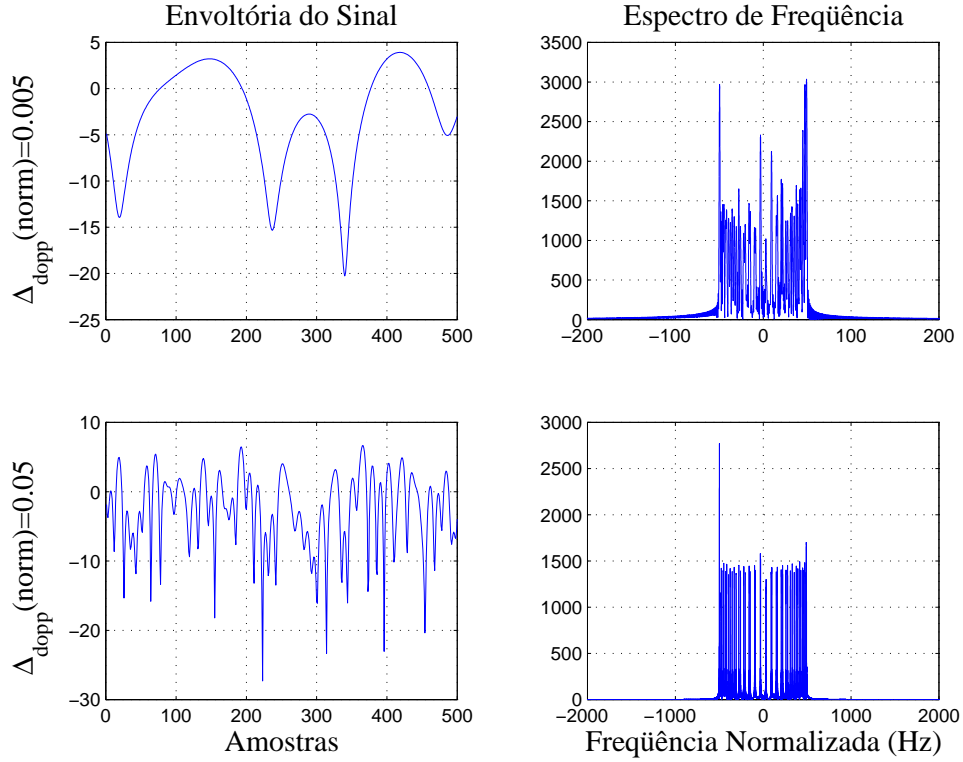


Figura 7: Modelo de Patzold - envoltória e espectro de frequência em função do *doppler spread* normalizado pela banda do sinal transmitido ( $\Delta_{dopp}(norm.) = 0.005$  e  $0.05$ ,  $N_{osc_1} = 10$ ,  $T_s = 100\mu s$ )

O modelo de canal resultante, pode ser representado por:

$$\tilde{p}(t) = \tilde{p}_1(t) + j \cdot \tilde{p}_2(t) \quad (9)$$

Cujos componentes em fase e em quadratura  $\tilde{p}_i(t)$ , para  $i = 1, 2$ , respectivamente, são dados por:

$$\tilde{p}_i(t) = \frac{1}{\sqrt{N_{osc_i}}} \sum_{l=1}^{N_{osc_i}} \cos(2 \cdot \pi \cdot f_d^{l,i} \cdot t + \phi_{l,i}) \quad (10)$$

Onde,

$N_{osc_i}$  é o número de osciladores empregado pela  $i$ -ésima componente  $\tilde{p}_i(t)$

$f_d^{l,i} = f_d^{max} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot N_{osc_i}} \cdot \left(l - \frac{1}{2}\right)\right)$  é o parâmetro de frequência do  $l$ -ésimo oscilador do  $i$ -ésimo componente  $\tilde{p}_i(t)$

$\phi_{l,i}$  é o parâmetro de fase do  $l$ -ésimo oscilador do  $i$ -ésimo componente  $\tilde{p}_i(t)$

Para garantir a não-correlação entre os componentes em fase e em quadratura dos osciladores,  $N_{osc_1}$  deve ser diferente de  $N_{osc_2}$ . Assim como em [PKLL96], assume-se que  $N_{osc_2} = N_{osc_1} + 1$ . Na figura 7, são apresentados alguns resultados de simulação para o modelo de Patzold, considerando  $N_{osc_1} = 10$ ,  $N_{osc_2} = 11$  e duas situações diferentes de *doppler spread*,  $\Delta_{dopp}(norm.) = 0.005$  e 0.05, normalizadas pela banda do sinal transmitido em banda base.

#### 2.4.4 Modelo de *Tapped Delay Line* para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência

Nas hipóteses utilizadas para representar canais com desvanecimento plano em frequência [Lee98], [ZP01], que levaram à resposta ao impulso apresentada em (6), foi considerado que os atrasos dos componentes de multipercurso do sinal transmitido que incidem no receptor são muito menores que o inverso da banda do sinal transmitido em banda base. Entretanto, para canais de propagação em ambientes macrocelulares apresentado desvanecimento seletivo em frequência, onde o *delay spread* do canal é maior que a duração de símbolo, nem todos os componentes de multipercurso seguem essa hipótese. O sinal recebido pode ser considerado como uma soma de diferentes réplicas, com diferentes atrasados e fases, do sinal transmitido. Assumindo que os componentes de multipercurso podem ser separados em grupos (*clusters*) com atrasos distintos e considerando que as diferenças entre os atrasos dos componentes dentro de cada grupo são menores que o inverso da banda do sinal transmitido em banda base, os componentes que integram um dado grupo não podem ser distinguidos no receptor, sendo denominados não-resolvíveis, e podem ser representados como

um único canal com desvanecimento plano em frequência. Assim, para um canal sujeito a desvanecimento seletivo em frequência composto por vários grupos de componentes de multipercurso, pode-se representar a resposta ao impulso do canal no instante  $t$  devido a um impulso aplicado no instante  $t - \tau$  por:

$$\tilde{p}(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L_r-1} \beta_l(t) \cdot \delta(\tau - \tau_l(t)) \quad (11)$$

Onde,

$L_r$  é o número de componentes de multipercurso resolvíveis

$\beta_l(t)$  é o ganho complexo do  $l$ -ésimo percurso no instante  $t$

$\tau_l(t)$  é o atraso do  $l$ -ésimo percurso no instante  $t$

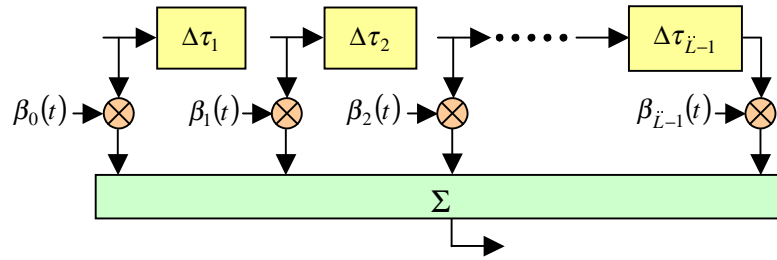


Figura 8: Modelo de *tapped delay line* para canais com desvanecimento seletivos em frequência

Na maioria dos canais de propagação com desvanecimento seletivo em frequência, as atenuações e os desvios de fase entre os componentes de multipercurso resolvíveis são não-correlacionados. Isto é comumente denominado dispersão não-correlacionada (US). Normalmente, o ganho complexo de cada componente resolvível pode ser modelado como uma variável aleatória Gaussiana complexa independente. Se os ganhos complexos formam um processo aleatório estacionário no sentido amplo (WSS), o canal é chamado WSSUS [Bel63]. Para canais WSSUS, a hipótese que os componentes de multipercurso formam grupos com atrasos distintos, possibilita descrever o canal através de uma *tapped delay line* (TDL), compondo um perfil de potência com atrasos discretos no tempo, como mostra a figura 8, onde  $\Delta\tau_l$  representa a diferença entre os atrasos  $\tau_l$  associados a grupos de componentes de multipercurso subseqüentes.



O sinal em banda base na entrada do receptor, desconsiderando o efeito do ruído, pode ser representado como a convolução entre o sinal transmitido e o canal de propagação, como se mostra a seguir:

$$\tilde{r}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{b}(t - \tau) \cdot \tilde{p}(t, \tau) \quad (12)$$

Onde,

$\tilde{r}(t)$  é o sinal recebido

$\tilde{b}(t)$  é o sinal transmitido

Para canais invariantes no tempo, a expressão (11) pode ser simplificada retirando a dependência com o tempo  $t$ . Assim, tem-se:

$$\tilde{p}(t, \tau) = \tilde{p}(\tau) = \sum_{l=0}^{L_r-1} \beta_l \cdot \delta(\tau - \tau_l) \quad (13)$$

Considerando que os processos de transmissão e recepção empregam filtros do tipo raiz quadrada de cosseno levantado (SRRC) [LM94], dados por:

$$\psi(t) = \frac{4 \cdot \alpha_{roll}}{\pi \cdot \sqrt{T_s}} \cdot \frac{\cos \left[ \frac{(1+\alpha_{roll}) \cdot \pi \cdot t}{T_s} \right] + \frac{T_s}{4 \cdot \alpha_{roll} \cdot t} \cdot \sin \left[ \frac{(1-\alpha_{roll}) \cdot \pi \cdot t}{T_s} \right]}{1 - \left( \frac{4 \cdot \alpha_{roll} \cdot t}{T_s} \right)^2} \quad (14)$$

Onde,  $\alpha_{roll}$  é o fator de *roll-off* do filtro

Pode-se obter uma resposta ao impulso unificada do canal de propagação e dos filtros de transmissão e recepção através de:

$$p(t, \tau) = \psi(\tau) * \tilde{p}(t, \tau) * \psi(-\tau)^* \quad (15)$$

Deste modo, o sinal recebido em banda base na saída do filtro de recepção, desconsiderando o efeito do ruído, pode ser obtido por:

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L_r-1} \beta_l(t) \cdot \psi(t - \tau_l(t)) \quad (16)$$

Durante este trabalho, será assumido por simplicidade que  $\tau_l(t)$  é constante durante um quadro, ou seja,  $\tau_l(t) = \tau_l$ . Como  $p(t, \tau)$  apresenta uma resposta infinita no domínio do tempo e as contribuições para valores altos de  $t$  são insignificantes, pode-se truncá-la, como se mostra a seguir:

$$p(t, \tau) = \begin{cases} p(t, \tau) & \text{para } T_{lower} \leq \tau \leq T_{upper} \\ 0 & \text{demais} \end{cases} \quad (17)$$

Onde,

$T_{lower}$  e  $T_{upper}$  são os limites inferior e superior do truncamento, assumidos iguais a  $-3 \cdot T_s$  e  $3 \cdot T_s$ , respectivamente

A resposta ao impulso do canal pode ainda ser representada vetorialmente em tempo discreto, amostrando  $p(t, \tau)$  a taxa de símbolo:

$$\mathbf{p}(t, \tau)|_{\tau=k \cdot T_s} = [p(t, 0), \dots, p(t, L-1)] \quad (18)$$

Onde,

$L = \lceil T_m/T_s \rceil$  é o número máximo de componentes de multipercurso resolvíveis  $T_m$  é o *delay spread* máximo do canal

Para canais quase estáticos, ou seja, considerados invariantes no tempo por um dado intervalo de tempo (por exemplo, um quadro), (18) pode ser simplificada, obtendo-se:

$$\mathbf{p}(\tau)|_{\tau=k \cdot T_s} = [p(0), \dots, p(L-1)] \quad (19)$$

## 2.5 Modelos Baseados na Geometria para Canais com Desvanecimento de Pequena Escala

Quando um sinal é transmitido por um canal de propagação rádio, ele sofre uma grande influência do meio. A presença de grandes objetos no ambiente de propagação pode obstruir o sinal causando difrações e reflexões em determinadas direções, enquanto a presença de pequenos objetos pode causar dispersão da energia do sinal em várias direções diferentes. Devido a todos estes efeitos, o sinal recebido pode ser decomposto em várias cópias do sinal transmitido, cada uma chegando ao receptor por diferentes caminhos e distorcidas de maneira diferente.

Os modelos de canal devem ser capazes de descrever os efeitos de todas essas interações e prever as características do sinal recebido de maneira que ele seja o mais fiel possível do sinal real. Entretanto, a modelagem de canais precisa ou próxima da real é bastante complexa e requer informações sobre o ambiente específico do canal de propagação e das estruturas de transmissão e recepção.

De forma a modelar a correlação de desvanecimento entre as várias antenas num sistema, é necessário empregar um modelo de canal que apresente as características do sinal recebido de acordo com a natureza do ambiente de propagação rádio onde o sistema está operando. Uma maneira de obter tal representação é através de um modelo de canal baseado na geometria que utiliza a informação da localização física do transmissor, receptor e dos vários objetos presentes no ambiente a volta. Estes modelos combinam as informações da geometria com as técnicas de traçado de raios para modelar as características dos sinais nas antenas do transmissor e do receptor. A localização exata dos objetos no ambiente de propagação não pode ser usualmente obtida para todos os cenários possíveis. Assim, os modelos baseados na geometria assumem que os objetos estão dispostos de acordo com uma distribuição geométrica específica, que se assemelha a situação real que está sendo modelada.

Com este intuito foram desenvolvidos os modelos de canal de uma única reflexão baseado na geometria (GBSB). Nesse modelo, os sinais no receptor são modelados como a soma de vários raios provenientes do transmissor, onde cada raio sofre apenas uma única reflexão no caminho de propagação. Estes modelos permitem determinar a função de densidade espacial dos dispersores, possibilitando a derivação das funções de densidade de probabilidade marginal e conjunta do AOA e do TOA (tempo de chegada). O conhecimento destas estatísticas pode ser usado para calcular o desempenho de sistemas empregando arranjos de antenas.

De acordo com [LR96], a utilização do modelo GBSB, segue as seguintes hipóteses:

- Somente são considerados os raios que atingem o receptor após uma única reflexão
- Todos os dispersores estão no mesmo plano que o transmissor e o receptor
- A energia de um raio que atinge um dispersor é irradiada igualmente em todas as direções
- Uma fase aleatória é associada a cada dispersor. Esta fase é modelada como uma variável aleatória uniformemente distribuída em  $[-\pi, \pi]$

Todos os cenários reais possíveis não podem ser modelados pela mudança dos parâmetros de uma única distribuição geométrica. Para modelar cenários diferentes é necessário empregar geometrias diferentes da distribuição dos dispersores e das localizações do transmissor e receptor. Duas destas geometrias são:

- Modelo de Canal GBSB Circular
- Modelo de Canal GBSB Elíptico

### 2.5.1 Modelo de Canal GBSB Circular

O modelo GBSB circular é baseado na hipótese que a altura da antena da ERB é relativamente alta em ambientes macrocelulares. Assim, pode-se assumir que não ocorrem dispersões do sinal nas proximidades da ERB.

No modelo de canal circular, considera-se que a EM está cercada por dispersores uniformemente distribuídos em um círculo de raio  $r_{raio}$  e que o transmissor (geralmente a ERB) está localizada longe dos dispersores. Uma representação deste modelo é apresentada na figura 9.

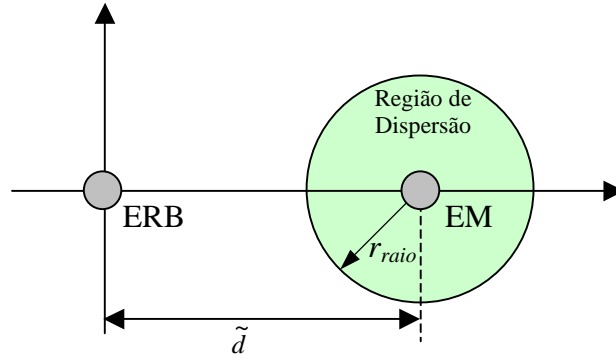


Figura 9: Modelo GBSB circular

Para simular uma situação de desvanecimento Rayleigh plano, o raio  $r_{raio}$  deve ser suficientemente pequeno para que a diferença do TOA dos raios provenientes dos vários dispersores seja menor que o inverso da taxa de símbolo. Para modelar um canal seletivo em frequência, pode-se utilizar vários grupos distintos de múltiplos dispersores.

Considerando que  $\tilde{d}$  seja a distância entre o transmissor (EM) e o receptor (ERB) e que  $\tau$  seja o atraso de propagação associado a um dado percurso que chega ao receptor considerando apenas uma única reflexão, pode-se determinar a função de densidade conjunta do AOA e do TOA na ERB por [LR99]:

$$f_{\tau,\theta}(\tau, \theta) = \begin{cases} \frac{(\tilde{d}^2 - \tau^2 \cdot c_v^2) \cdot (\tilde{d}^2 \cdot c_v - 2 \cdot \tilde{d} \cdot \tau \cdot c_v^2 \cdot \cos(\theta) + \tau^2 \cdot c_v^3)}{4 \cdot \pi \cdot r_{raio}^2 \cdot (\tilde{d} \cdot \cos(\theta) - \tau \cdot c_v)^3}, & \frac{(\tilde{d}^2 - 2 \cdot \tau \cdot c_v \cdot \cos(\theta) + \tau^2 \cdot c_v^2)}{\tau \cdot c_v - \tilde{d} \cdot \cos(\theta)} \leq 2 \cdot r_{raio} \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (20)$$

Onde,

$r_{raio}$  é o raio do círculo que envolve os dispersores

$\theta$  é o ângulo de chegada (AOA) associado a um dado percurso

$\tau$  é o atraso de propagação associado a um dado percurso

O modelo circular prevê uma alta probabilidade de componentes de multipercurso com um atraso pequeno ao longo da linha de visada direta. Do ponto de vista da ERB, todos os componentes de multipercurso são restritos a um pequeno intervalo de ângulos.

### 2.5.2 Modelo de Canal GBSB Elíptico

Em [LR96], foi proposto um modelo de canal de uma única reflexão baseado na geometria (GBSB), onde os dispersores estão distribuídos uniformemente dentro de uma elipse e a ERB e a EM estão localizados em seus focos, como mostrado na figura 10. Este modelo é adequado para ambientes microcelulares e pico-celulares, onde as alturas das antenas são baixas e a dispersão por multipercurso pode ocorrer próxima a ERB ou a EM com mesma probabilidade.

Considerando que  $\tilde{d}$  seja a distância entre o transmissor (EM) e o receptor (ERB) e que  $\tau^{max}$  seja o máximo atraso de propagação possível associado a um dado componente de multipercurso que chega ao receptor considerando uma única reflexão, todos os dispersores que podem refletir o sinal devem estar numa elipse, cujo semi-eixo maior  $\tilde{a}$  é dado por:

$$\tilde{a} = \frac{c_v \cdot \tau^{max}}{2} \quad (21)$$

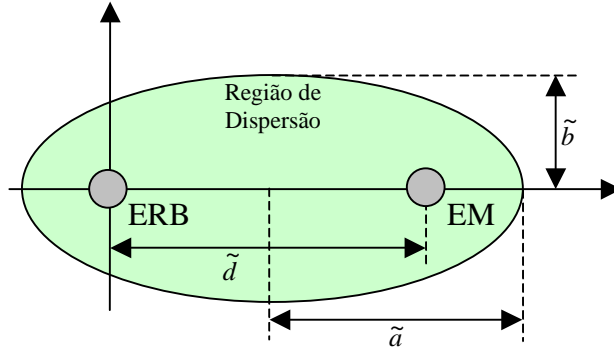


Figura 10: Modelo GBSB elíptico

E cujo semi-eixo menor  $\tilde{b}$  é obtido por:

$$\tilde{b} = \frac{\sqrt{c_v^2 \cdot \tau^{max^2} - \tilde{d}}}{2} \quad (22)$$

A função de densidade de probabilidade conjunta de AOA e TOA resultante do modelo GBSB elíptico é dada por [LR96]:

$$f_{\tau,\theta}(\tau, \theta) = \begin{cases} \frac{(\tilde{d}^2 - \tau^2 \cdot c_v^2) \cdot (\tilde{d}^2 \cdot c_v - 2 \cdot \tilde{d} \cdot \tau \cdot c_v^2 \cdot \cos(\theta) + \tau^2 \cdot c_v^3)}{4 \cdot \pi \cdot \tilde{a}^2 \cdot \tilde{b}^2 \cdot (\tilde{d} \cdot \cos(\theta) - \tau \cdot c_v)^3}, & \frac{\tilde{d}^2}{c_v^2} \leq \tau \leq \tau^{max} \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (23)$$

Onde,  $\tau^{max} = 2 \cdot \tilde{d}/c_v$

Nas figuras 11 e 12, são apresentados a função de densidade de probabilidade conjunta de AOA e TOA e os histogramas do AOA e TOA, respectivamente, obtidos por simulação considerando 100.000 dispersores,  $\tilde{d} = 500$  m e  $\tau^{max} = 2 \cdot \tilde{d}/c_v$  s. As curvas apresentadas mostram que há uma grande concentração de dispersores próximos a LOS com atrasos relativamente pequenos.

### Função de Densidade de Probabilidade Conjunta AOA–TOA

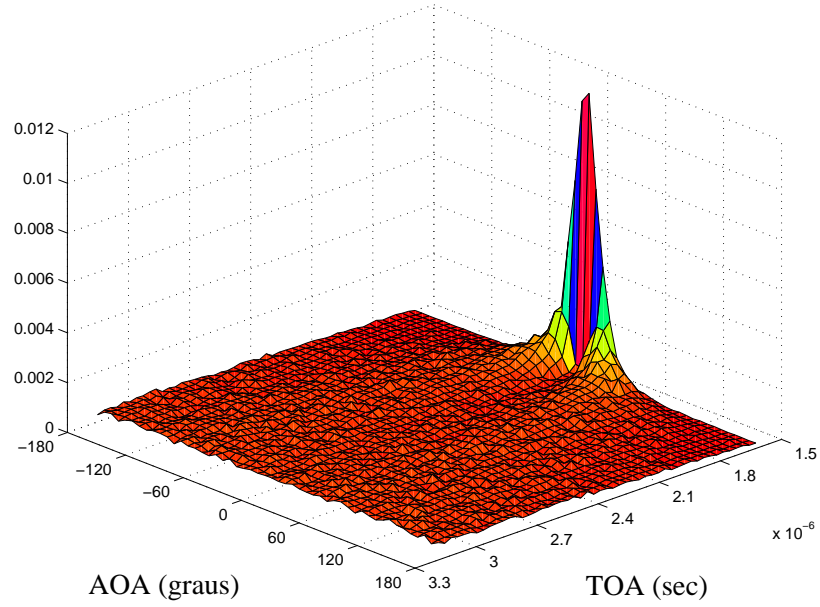


Figura 11: Função de densidade de probabilidade conjunta de AOA e TOA (100.000 dispersores,  $\tilde{d} = 500$  e  $\tau^{max} = 2 \cdot \tilde{d}/c_v$ )

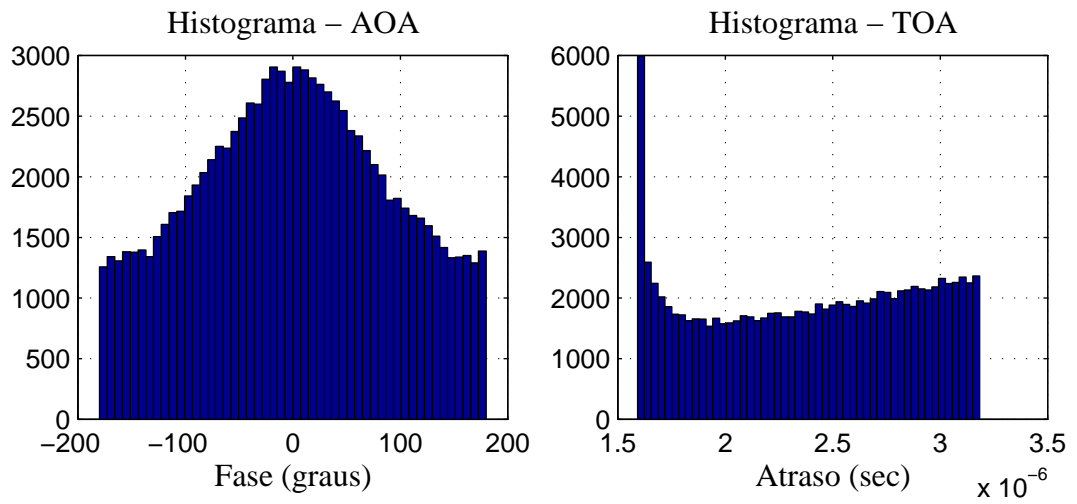


Figura 12: Histogramas do AOA e do TOA (100.000 dispersores,  $\tilde{d} = 500$  e  $\tau^{max} = 2 \cdot \tilde{d}/c_v$ )



## 2.6 Resumo do Capítulo e Principais Comentários

Neste capítulo, foi apresentada uma revisão dos conceitos fundamentais da propagação de rádio, evidenciando as principais características dos canais de comunicação móvel para aplicações em ambientes macrocelulares e microcelulares. Neste contexto, foram descritos alguns modelos estatísticos, determinísticos e baseados na geometria para caracterizar os efeitos de desvanecimento de pequena escala presentes nestes canais de propagação, classificados como canais de SISO. Os modelos para os canais de propagação de SISO serão bastante úteis na modelagem dos canais de SIMO, MISO e MIMO, explorados nos próximos capítulos.

Com o intuito de reduzir a complexidade computacional das simulações, será considerado ao longo deste trabalho que os sistemas analisados empregam filtros de transmissão e recepção ideais, no sentido de eliminar o efeito de correlação entre os componentes de multipercurso resolvíveis na saída do filtro de recepção, como sugerido pela hipótese WSSUC (sem a utilização de filtros).

### 3 ESTRUTURAS ESPAÇO-TEMPORAIS APLICADAS NA RECEPÇÃO

A utilização de processamento puramente temporal permite explorar a diversidade presente nos componentes de multipercurso dos canais de propagação sem fio para reduzir a ISI e a interferência cocanal (CCI). Uma das técnicas mais difundida de processamento temporal aplicada na recepção é a equalização. Apesar das vantagens oferecidas pela equalização, o grau de liberdade para a redução dos efeitos de desvanecimento (por exemplo, desvanecimento plano em frequência) e supressão de interferência é limitado. Foi mostrado em [PP97] que para obter uma perfeita recuperação do sinal transmitido, de acordo com o critério de *zero forcing* (ZF), é necessário atender a seguinte condição:

$$N_e \cdot (\zeta_{over} - M) \geq M \cdot (L - 1) \quad (24)$$

Onde,

$M$  é o número de usuários do sistema

$N_e$  é quantidade de símbolos processadas temporalmente (dimensão do equalizador)

$L$  é a máxima dimensão, em símbolos, dos canais provenientes de todos os usuários do sistema

$\zeta_{over}$  é taxa de sobre-amostragem no domínio temporal

Analisando a expressão (24), pode-se verificar que é necessário o emprego de sobre-amostragem temporal para existir uma solução de ZF, mesmo

na ausência de CCI ( $M = 1$ ) [PP97]. Considerando  $\zeta_{over} \geq 2$ , pode-se teoricamente obter uma equalização perfeita de ZF e reduzir a ISI e a CCI através de simples processamento temporal. Entretanto, devido às limitações da banda de frequência dos sistemas reais e das características do canal de propagação, a capacidade de eliminação da CCI empregando processamento puramente temporal é bastante reduzida, mesmo para o caso de um único usuário ( $M = 1$ ) [PP97].

Por outro lado, o processamento puramente espacial oferece um alto potencial para tratar a CCI, mesmo para sistemas limitados em banda [Lau00]. Os sinais recebidos nos múltiplos sensores (antenas) podem ser combinados para reduzir a interferência e aumentar a  $SNR$ . O processamento espacial pode ser empregado para diversidade e para formação de feixe. Enquanto o primeiro trata primordialmente dos efeitos do desvanecimento do canal, o segundo trata da CCI.

A aplicação do processamento espacial para supressão da CCI conduz implícita ou explicitamente à formação de feixe, onde o diagrama de radiação do arranjo de antenas pode ser modificado para “apontar” os feixes principais nas direções dos sinais desejados e, no caso de supressão de interferência, para “adicionar” nulos na direção dos sinais interferentes. O número de antenas empregado no arranjo de antenas define o grau de liberdade do processamento espacial. Considerando primeiramente um canal de propagação com desvanecimento plano em frequência, onde o *delay spread* do canal pode ser desconsiderado, tem-se que um arranjo composto por  $A_r$  antenas de recepção é capaz de controlar um total de  $A_r - 1$  direções (grau de liberdade igual a  $A_r - 1$ ), que podem ser empregadas tanto para selecionar os sinais desejados como para cancelar os sinais interferentes. Deste modo, de acordo com o critério de ZF, é possível estabelecer a condição [PP97]:

$$A_r \geq M \quad (25)$$

Para um canal com desvanecimento seletivo em frequência, a condição (25) assume a seguinte forma [PP97]:

$$A_r \geq M \cdot L \quad (26)$$

Assim, pode-se concluir que é possível eliminar tanto a ISI como a CCI usando apenas processamento puramente espacial. Entretanto, em ambientes de propagação bastante dispersivos, é necessário o emprego de um número bastante elevado de antenas de recepção. Além disto, se o *angle spread* do canal é pequeno ou o AOA dos sinais desejados e interferentes são próximos, a matriz de canal se torna mal-condicionada, resultando numa acentuação do ruído.

O processamento espaço-temporal pode ser visto como uma combinação das técnicas de processamento espacial e temporal para prover um aumento de desempenho. Por operar conjuntamente nos domínios espacial e temporal, é possível obter um maior grau de liberdade para tratar a ISI e a CCI simultaneamente. A estrutura espaço-temporal permite tratar primeiramente a CCI na dimensão espacial e em seguida a ISI nos domínios temporal e/ou espacial, dependendo onde é possível suprimi-la mais eficientemente. De acordo com [Slo94], para obter uma perfeita equalização de ZF espaço-temporal, é necessário atender a condição:

$$A_r \geq \left\lceil \frac{M \cdot (N_e + L - 1)}{N_e \cdot \zeta_{over}} \right\rceil \quad (27)$$

Onde,

$\lceil x \rceil$  representa o menor inteiro que excede  $x$

Pode-se constatar a maior flexibilidade do processamento espaço-temporal, verificando que a condição (27) pode ser obtida através de várias combinações possíveis entre o número de elementos espaciais ( $A_r$ ) e o número de elementos temporais ( $N_e$ ). Substituindo  $A_r = 1$  e  $\zeta_{over} = 1$  (processamento puramente temporal sem sobre-amostragem) em (27), pode-se confirmar que não é possível recuperar perfeitamente o sinal desejado na presença de ISI e CCI.

### 3.1 Comparação entre Formatação de Feixe e Diversidade de Recepção

O teorema da amostragem de Nyquist, aplicado a filtros com resposta ao impulso finita (FIR) no domínio do tempo/frequência, estabelece que um sinal limitado em banda, com frequência máxima  $f_m$ , pode ser univocamente determinado por suas amostras em tempo discreto se a taxa de amostragem for igual ou maior que  $2 \cdot f_m$ , caso contrário, haverá *aliasing* [Lat89].

De maneira análoga, o teorema da amostragem também pode ser aplicado no domínio espacial. Este teorema é conhecido como teorema da amostragem de Nyquist no domínio espacial [Ron96] e [Che02]. Considerando um arranjo de antenas linear uniforme (ULA), pode-se evitar o *aliasing* espacial fazendo com que seus elementos sejam espaçados de acordo com [Ron96]:

$$\Delta_{ant} \leq \frac{\lambda_c}{2} \quad (28)$$

Onde,

$\Delta_{ant}$  é a distância entre os elementos do arranjo de antenas

$\lambda_c$  é o comprimento de onda da portadora

Portanto, para fazer a formatação de feixe sem a ocorrência de *aliasing* espacial, é necessário que o espaçamento entre os elementos do arranjo de antenas seja menor ou igual a  $\lambda_c/2$ . Porém, o espaçamento não pode ser arbitrariamente pequeno, pois isto pode ocasionar num acoplamento mútuo entre os elementos. Na prática, escolhe-se normalmente espaçamentos próximos a  $\lambda_c/2$ , oferecendo um bom compromisso entre a redução dos efeitos de *aliasing* espacial e de acoplamento mútuo.

Num sistema celular, os sinais desejados e interferentes são normalmente originados em locais espacialmente diferentes. A formatação de feixe é uma técnica de processamento espacial que explora esta separação entre os sinais para selecionar os sinais desejados e eliminar os sinais interferentes. Nesta configuração, o arranjo de antenas pode ser visto como um filtro espacial em que

os sinais provenientes dos diferentes elementos do arranjo são ponderados e somados para otimizar o diagrama de radiação de modo a “apontar” o feixe para o sinal desejado e “colocar” nulos na direção dos sinais interferentes, maximizando a relação entre o sinal e a interferência ( $SIR$ ).

Um arranjo de antenas pode também proporcionar diversidade espacial e reduzir os efeitos de desvanecimento de multipercurso, sendo necessário para tanto, que as envoltórias dos sinais recebidos ao longo dos elementos do arranjo sejam não-correlacionadas. Deste modo, quando o sinal recebido por um elemento sofrer um desvanecimento profundo, a probabilidade que os sinais recebidos pelos demais elementos estejam também sofrendo um desvanecimento será pequena. Portanto, combinando coerentemente os sinais dos vários elementos do arranjo, é possível aumentar a  $SNR$  e a qualidade do sinal total recebido. Este ganho na  $SNR$  é denominado ganho de diversidade. O ganho de diversidade depende de dois fatores principais: a correlação cruzada das envoltórias de desvanecimento ao longo do arranjo de antenas e o nível médio da potência do sinal. Quanto menor a correlação cruzada, menor a probabilidade dos sinais ao longo dos vários elementos do arranjo de antenas sofrerem desvanecimentos simultâneos e portanto maior o ganho de diversidade. Se o nível médio da potência dos sinais nos diferentes elementos não for igual, o elemento de maior potência irá dominar a saída combinada, dificultando uma melhora na  $SNR$  quando o sinal mais forte sofrer um desvanecimento profundo. Como resultado, o ganho de diversidade será maior quando os sinais forem recebidos com potências iguais.

Como mencionado, para obter ganho de diversidade, é necessário que a correlação cruzada entre os elementos do arranjo de antenas seja pequena, o que pode significar distâncias entre elementos da ordem de vários comprimentos de onda. Como a correlação cruzada entre os elementos do arranjo de antenas depende do *angle spread* do canal (quanto maior é o *angle spread*, menor é a correlação cruzada e consequentemente, menor é o espaçamento entre os elementos), torna-se difícil determinar um compromisso claro entre o ganho de diversidade e o *aliasing* espacial na escolha do espaçamento entre os elementos.

## 3.2 Modelos de Estruturas Espaço-Temporais de Recepção

Nesta seção, são apresentados os modelos espaço-temporais para formação de feixe e para diversidade. É considerado o *uplink* de um sistema de comunicação sem fio composto por  $M$  usuários empregando modulação QPSK, cada um transmitindo  $N_s$  símbolos de informação por quadro sob condições quase estáticas (parâmetros do canal de propagação constantes durante um quadro).

### 3.2.1 Modelo Espaço-Temporal para Formação de Feixe

No modelo espaço-temporal para formação de feixe é considerado que o receptor usa um arranjo de antenas composto por  $A_r$  elementos idênticos igualmente espaçados de  $\lambda_c/2$ . Deste modo, é possível explorar a diversidade de multipercurso e combinar os sinais nos elementos do arranjo de antenas de maneira a maximizar os componentes de multipercurso do sinal desejado e minimizar a interferência.

Considerando que o inverso da banda do sinal é muito maior que o tempo de propagação ao longo do arranjo de antenas, pode-se considerar que as envoltórias complexas dos sinais recebidos pelos diferentes elementos do arranjo de antenas de um dado percurso são idênticas, exceto pelas diferenças de amplitude e de fase que dependem do AOA do percurso, da geometria do arranjo e do tipo de elemento usado [PP97].

Deste modo, sendo a resposta do  $a_r$ -ésimo elemento do arranjo de antenas ao  $l$ -ésimo componente de multipercurso proveniente do  $m$ -ésimo usuário incidindo sobre ele com um AOA igual a  $\theta_m^l$  dada por  $a^{a_r}(\theta_m^l)$ , pode-se obter o vetor de resposta do arranjo de antenas (*spatial signature vector*) através de:

$$\mathbf{a}(\theta_m^l) = [a^1(\theta_m^l), \dots, a^{A_r}(\theta_m^l)]^T \quad (29)$$

Onde,

$A_r$  é o número de elementos usados no arranjo de antenas de recepção

O vetor de resposta é dependente da geometria do arranjo de antenas empregado. Dentre os arranjos de antenas convencionais mais comuns se destacam o ULA e o arranjo circular uniforme (UCA). Para o ULA, o vetor de resposta pode ser obtido por [LR99]:

$$\mathbf{a}(\theta_m^l) = \left[ 1, \dots, e^{-j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_c} \cdot \Delta_{ant} \cdot (A_r - 1) \cdot \cos(\theta_m^l)} \right]^T \quad (30)$$

Para o UCA, o vetor de resposta é dado por [CSJ02c]:

$$\mathbf{a}(\theta_m^l) = \left[ e^{-j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_c} \cdot r_{ant} \cdot \cos(\theta_m^l)}, \dots, e^{-j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_c} \cdot r_{ant} \cdot \cos[\theta_m^l - 2 \cdot \pi \cdot (\frac{A_r - 1}{A_r})]} \right]^T \quad (31)$$

Onde,  $r_{ant} = \frac{\Delta_{ant}}{2 \cdot \sin(\frac{\pi}{A_r})}$

Levando em consideração o vetor de resposta do arranjo de antenas apresentado em (29), pode-se representar o sinal complexo em banda-base no *uplink* por:

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{u=0}^{N_s-1} \sqrt{\gamma_m} \cdot b_m(u) \cdot \mathbf{p}_m(t - u \cdot T_s) + \mathbf{v}(t) \quad (32)$$

Onde,

$T_s$  é a duração de símbolo

$\gamma_m$  é a potência do sinal transmitido pelo  $m$ -ésimo usuário

$$\mathbf{r}(t) = [r^1(t), \dots, r^{A_r}(t)]^T$$

$$\mathbf{v}(t) = [v^1(t), \dots, v^{A_r}(t)]^T \text{ é o vetor de ruído}$$

$b_m(u) = (b_{m,u}^I + j \cdot b_{m,u}^Q) / \sqrt{2}$  é o símbolo de informação normalizado do  $m$ -ésimo usuário no instante  $u$ , sendo que  $b_{m,u}^I$  e  $b_{m,u}^Q \in \{+1, -1\}$

$\mathbf{p}_m(t)$  é o vetor de canal correspondente ao  $m$ -ésimo usuário, incluindo os efeitos da filtragem empregada na transmissão e na recepção



No modelo espaço-temporal para formatação de feixe, o vetor de canal  $\mathbf{p}_m(t)$ , pode ser representado por:

$$\mathbf{p}_m(t) = [p_m^1(t), \dots, p_m^{A_r}(t)]^T \quad (33)$$

Onde,

$$p_m^{a_r}(t) = \sum_{l=0}^{L_m-1} \beta_m^l \cdot a^{a_r}(\theta_m^l) \cdot \psi(t - \tau_m^l) \quad (34)$$

$L_m$  é o número de componentes de multipercurso do canal de propagação relativo ao  $m$ -ésimo usuário

$\beta_m^l$  é o ganho complexo do  $l$ -ésimo percurso referente ao  $m$ -ésimo usuário

$\tau_m^l$  é o atraso do  $l$ -ésimo percurso referente ao  $m$ -ésimo usuário

$\psi(t)$  é a forma de onda do símbolo filtrado

$a^{a_r}(\theta_m^l)$  é a resposta do  $a_r$ -ésimo elemento do arranjo de antenas ao  $l$ -ésimo componente de multipercurso do  $m$ -ésimo usuário incidindo com AOA  $\theta_m^l$

Assim, amostrando o sinal recebido à taxa de símbolo e assumindo que  $T_s = 1$ , pode-se obter a seguinte representação em tempo discreto:

$$\mathbf{r}_\mu(k) = \sum_{m=1}^M \sqrt{\gamma_m} \sum_{u=0}^{N_s-1} b_m(u) \cdot \mathbf{p}_m(k - u) + \mathbf{v}(k) \quad (35)$$

Para tratar o sinal recebido nos domínios espacial e temporal, pode-se armazenar  $N_e$  vetores de sinal recebido em tempo discreto  $\mathbf{r}_\mu(k)$  e processá-los simultaneamente. Assim, considerando que o receptor está em perfeito sincronismo com o primeiro componente de multipercurso  $l_m^0$  recebido pelo usuário desejado  $m$  ( $\tau_m^{l_m^0} = 0$ ) e que cada um dos  $A_r$  componentes de  $\mathbf{p}_m(k)$  apresenta uma resposta ao impulso finita (FIR) de ordem  $\rho_m$ , tal que  $\rho_m \leq (N_e - 1)$ , pode-se representar o vetor espaço-temporal de sinais recebidos em tempo-discreto no instante  $k$  por:

$$\begin{aligned}
\mathbf{r}_\mu(k) &= [\mathbf{r}(k)^T, \dots, \mathbf{r}(k - N_e + 1)^T]^T \\
&= [r_1(k), \dots, r_{A_r}(k), \dots, r_1(k - N_e + 1), \dots, r_{A_r}(k - N_e + 1)]^T \quad (36)
\end{aligned}$$

### 3.2.2 Modelo Espaço-Temporal para Diversidade

No modelo espaço-temporal para diversidade é considerado que o receptor usa um arranjo de antenas composto por  $A_r$  elementos idênticos, suficientemente afastados para garantir que os sinais recebidos sejam não-correlacionados, permitindo assim, usufruir da diversidade espacial.

O modelo espaço-temporal para diversidade difere do modelo espaço-temporal de formação de feixe por não explorar a informação do AOA dos componentes de multipercurso do sinal desejado, útil no processo de supressão da interferência. Deste modo, no modelo espaço-temporal para diversidade, os elementos do vetor  $\mathbf{p}_m(t)$  podem ser representados por:

$$p_m^{a_r}(t) = \sum_{l=0}^{L_m-1} \beta_{m,l}^{a_r} \cdot \psi(t - \tau_{m,l}^{a_r}) \quad (37)$$

Onde,

$\beta_{m,l}^{a_r}$  é o ganho complexo do  $l$ -ésimo percurso proveniente do  $m$ -ésimo usuário correspondente a  $a_r$ -ésima antena de recepção

$\tau_{m,l}^{a_r}$  é o atraso do  $l$ -ésimo percurso proveniente do  $m$ -ésimo usuário correspondente a  $a_r$ -ésima antena de recepção

Embora os modelos espaço-temporais para diversidade e para formação de feixe sejam conceitualmente distintos, o sinal recebido em tempo discreto no modelo espaço-temporal para diversidade também pode ser representado usando a expressão apresentada em (35), sendo necessário apenas substituir (34) por (37) em (33). Entretanto, é necessário ressaltar que agora (35) apresenta um significado diferente.

Assim como no modelo espaço-temporal para formatação de feixe, é possível tratar o sinal recebido nos domínios espacial e temporal, armazenando  $N_e$  vetores de sinal recebido em tempo discreto  $\mathbf{r}_\mu(k)$  e processando-os simultaneamente. Deste modo, empregando a expressão apresentada em (35), modificada para o modelo espaço-temporal para diversidade, pode-se também representar o vetor espaço-temporal de sinais recebidos em tempo-discreto no instante  $k$  empregando (36):

$$\mathbf{r}_\mu(k) = [\mathbf{r}(k)^T, \dots, \mathbf{r}(k - N_e + 1)^T]^T$$

### 3.3 Principais Métodos para Processamento Espaço-Temporal

O principal objetivo de um filtro espaço-temporal é obter o vetor de coeficientes que oferece a melhor estimativa do sinal transmitido desejado. Pode-se representar o sinal na saída de um filtro espaço-temporal  $y(k)$ , amostrado no instante  $k$ , em função do vetor de entrada do filtro  $\mathbf{r}_\mu(k)$  no instante  $k$  e do vetor dos coeficientes do filtro  $\mathbf{w}$  por:

$$y(k) = \mathbf{w}^T \cdot \mathbf{r}_\mu(k) = \mathbf{r}_\mu(k)^T \cdot \mathbf{w} \quad (38)$$

Onde,

$\mathbf{w} = [w_{1,1}, \dots, w_{A_r,1}, \dots, w_{1,N_e}, \dots, w_{A_r,N_e}]^T$  com dimensão  $(N_e \cdot A_r \times 1)$

$N_e$  é o número de coeficientes temporais por antena que compõem o filtro espaço-temporal

Existem na literatura diversos algoritmos e critérios para a determinação dos coeficientes do filtro espaço-temporal. Os algoritmos são normalmente classificados em algoritmos baseados em treinamento e algoritmos cegos.

Os algoritmos baseados em treinamento [Hay96] consideram a disponibilidade de informação *a priori* no receptor através da adição de um preâmbulo conhecido à mensagem a ser transmitida. Esta informação extra pode então ser explorada para melhorar o processo de adaptação na obtenção dos coeficientes do filtro espaço-temporal. Entretanto, os algoritmos baseados em treinamento requerem sincronismo dos símbolos de treinamento (recebidos e armazenados), além de ocasionarem uma redução do *throughput* da informação e um aumento do atraso de transmissão (maior latência).

Com o intuito de eliminar a necessidade do uso de símbolos de treinamento e os problemas associados a ela, surgiram os algoritmos cegos [Hay00]. Por não necessitarem de símbolos de treinamento, não há desperdício de banda. Os algoritmos cegos exploram algumas características intrínsecas dos sinais transmitidos (constelação de sinais, módulo do sinal, cicloestacionaridade, canal de propagação etc) para ajustar os coeficientes do filtro espaço-temporal. Entretanto, a maioria dos algoritmos cegos necessitam de uma grande quantidade de símbolos sob condições de estacionaridade que dificilmente são encontradas nas aplicações para comunicação sem fio. Além disto, os métodos cegos apresentam normalmente problemas como ambigüidade de fase, impossibilidade de classificação de fontes distintas e problemas de convergência (otimização multimodal, devido a não-linearidade) [KH88], [KFFM97], [BCMG00], [LR99].

Recentemente, foi apresentada na literatura uma nova classe de algoritmos, os chamados algoritmos semi-cegos [KH88], [KFFM97], [Lau00]. Os algoritmos semicegos podem ser considerados como uma combinação eficiente dos algoritmos baseados em treinamento e cegos, permitindo superar os principais problemas apresentados por eles. A abordagem semicega explora a idéia de aumentar a quantidade efetiva de símbolos conhecidos no processo de treinamento, através de informações adicionais e propriedades dos sinais transmitidos, reduzindo assim a quantidade de símbolos de treinamento transmitidos.

A seguir, serão apresentados resumidamente alguns dos principais algoritmos baseados em treinamento [Hay96], [Qur85] e cegos [God80] e [TA83].

### 3.3.1 Método de Wiener Espaço-Temporal

Considerando o sinal de erro entre o sinal desejado  $b_m(k)$  e a saída do filtro  $y(k)$  como:

$$e(k) = b_m(k) - y(k) \quad (39)$$

Pode-se determinar a função custo  $J_{mse}$ , como a função baseada no erro médio quadrático (MSE) entre o sinal desejado  $b_m(k)$  e a saída do filtro  $y(k)$ . Assim,  $J_{mse}$  é dada por:

$$J_{mse} = E [|e(k)|^2] \quad (40)$$

Onde  $E[\cdot]$  é o operador do valor esperado.

Substituindo (39) em (40), obtém-se:

$$\begin{aligned} J_{mse} &= E [|b_m(k) - y(k)|^2] \\ &= E [\{b_m(k) - y(k)\} \cdot \{b_m(k) - y(k)\}^*] \\ &= E [\{b_m(k) - \mathbf{w}^T \cdot \mathbf{r}_\mu(k)\} \cdot \{b_m(k) - \mathbf{r}_\mu(k)^T \cdot \mathbf{w}\}^*] \\ &= E [|b_m(k)|^2 - b_m(k) \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^H \cdot \mathbf{w}^* - \mathbf{w}^T \cdot \mathbf{r}_\mu(k) \cdot b_m(k)^* \\ &\quad + \mathbf{w}^T \cdot \mathbf{r}_\mu(k) \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^H \cdot \mathbf{w}^*] \\ &= E [|b_m(k)|^2] - \mathbf{p}^H \cdot \mathbf{w}^* - \mathbf{w}^T \cdot \mathbf{p} + \mathbf{w}^T \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{w}^* \end{aligned} \quad (41)$$

Onde,

$\mathbf{R} = E [\mathbf{r}_\mu(k) \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^H]$  é a matriz de correlação do vetor de entrada  
( $N_e \cdot A_r \times N_e \cdot A_r$ )

$\mathbf{p} = E [\mathbf{r}_\mu(k) \cdot b_m(k)^*]$  é o vetor de correlação cruzada entre o vetor de entrada  
e o sinal desejado ( $N_e \cdot A_r \times 1$ )

Usando os resultados do cálculo vetorial [MS00], pode-se determinar o vetor ótimo  $\mathbf{w}_{mse}$  que minimiza a função custo  $J_{mse}$  através do cálculo do gradiente  $\nabla(J_{mse})$  e do hessiano  $\mathcal{H}(J_{mse})$  de  $J_{mse}$ , como se mostra a seguir:

$$\nabla(J_{mse})|_{\mathbf{w}_{mse}} = \mathbf{0} \quad (42)$$

$$\mathcal{H}(J_{mse}) > \mathbf{0} \text{ (positiva definida)} \quad (43)$$

Aplicando (42) a (41), obtém-se [Hay96]:

$$\nabla(J_{mse})|_{\mathbf{w}_{mse}} = 2 \cdot \frac{\partial J_{mse}(k)}{\partial \mathbf{w}^*} = -2 \cdot \mathbf{p} + 2 \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{w}_{mse} = 0 \quad (44)$$

Donde chega-se à chamada equação de Wiener-Hopf:

$$\mathbf{w}_{mse} = \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{p} \quad (45)$$

Desenvolvendo (43), conclui-se que a unicidade de (45) é garantida caso a matriz de correlação  $\mathbf{R}$  seja positiva definida.

### 3.3.2 Algoritmo de Descida Mais Íngreme Espaço-Temporal

Embora a equação de Wiener-Hopf possa ser resolvida diretamente, este procedimento apresenta alta complexidade computacional devido ao cálculo da inversa da matriz de correlação. Um procedimento alternativo é utilizar o método de descida mais íngreme. No método de descida mais íngreme, o vetor de coeficientes é escolhido para minimizar a média conjunta dos erros quadráticos [Hay96].

Para encontrar o vetor de coeficientes ótimo  $\mathbf{w}_{mse}$ , considere primeiramente o vetor de coeficientes  $\mathbf{w}^{(k-1)}$  no instante  $k - 1$ . De acordo com

o método de descida mais íngreme, a atualização do vetor de coeficientes no instante  $k$  é calculada pela seguinte relação recursiva:

$$\mathbf{w}^{(k)} = \mathbf{w}^{(k-1)} + \frac{1}{2} \cdot \mu_{sd} \cdot [-\nabla(J_{mse})] \quad (46)$$

Onde,

$\mu_{sd}$  é uma constante positiva

Utilizando (44), pode-se obter o gradiente  $\nabla(J_{mse})$  apresentado em (46) por:

$$\nabla(J_{mse}) = -2 \cdot \mathbf{p} + 2 \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{w}^{(k-1)} \quad (47)$$

Substituindo (47) em (46), obtém-se:

$$\mathbf{w}^{(k)} = \mathbf{w}^{(k-1)} + \mu_{sd} \cdot [\mathbf{p} - \mathbf{R} \cdot \mathbf{w}^{(k-1)}] \quad (48)$$

Uma outra forma mais conveniente de representar o gradiente  $\nabla(J_{mse})$  é dada por:

$$\nabla(J_{mse}) = -2 \cdot E [\mathbf{r}_\mu(k)^* \cdot e(k)] \quad (49)$$

E (48) pode ser expressa por:

$$\mathbf{w}^{(k)} = \mathbf{w}^{(k-1)} + \mu_{sd} \cdot E [\mathbf{r}_\mu(k)^* \cdot e(k)] \quad (50)$$

Pode-se observar que o parâmetro  $\mu_{sd}$  controla o tamanho do passo de correção aplicado ao vetor de coeficientes  $\mathbf{w}^{(k-1)}$ .

### 3.3.3 Algoritmo de Mínimos Médios Quadrados Espaço-Temporal

A obtenção do vetor gradiente  $\nabla(J_{mse})$  a cada iteração necessita o conhecimento prévio da matriz de correlação  $\mathbf{R}$  e do vetor de correlação cruzada  $\mathbf{p}$ , o que pode ser bastante difícil na prática. Um algoritmo simples para estimar o vetor gradiente a partir do sinal de entrada é o algoritmo de mínimos médios quadrados espaço-temporal (ST-LMS). Nesse algoritmo o vetor de coeficientes é atualizado à medida que o algoritmo processa a adaptação. O algoritmo ST-LMS tem uma forma simples de baixa complexidade, já que o algoritmo não requer a inversão de matrizes [Hay96].

Para desenvolver uma estimativa do vetor gradiente  $\nabla(J_{mse})$ , a estratégia mais simples é substituir o valor esperado que aparece em (46) pelo seu valor instantâneo, como se mostra a seguir:

$$\hat{\nabla}(J_{mse}(k)) = -2 \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^* \cdot e(k) \quad (51)$$

Substituindo a estimativa instantânea do vetor gradiente em (46), tem-se:

$$\mathbf{w}^{(k)} = \mathbf{w}^{(k-1)} + \mu_{lms} \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^* \cdot e(k) \quad (52)$$

Assim, o algoritmo ST-LMS resultante é dado pelo seguinte processo iterativo:

1. Inicializar

$$\mathbf{w}^{(0)} = \mathbf{0} \quad (53)$$

2. Determinar

$$e(k) = b_{m,ref}(k) - \mathbf{r}_\mu(k)^T \cdot \mathbf{w}^{(k-1)} \quad (54)$$

3. Calcular

$$\mathbf{w}^{(k)} = \mathbf{w}^{(k-1)} + \mu_{lms} \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^* \cdot e(k) \quad (55)$$



Onde,

$b_{m,ref}(k)$  é o símbolo de informação de referência no instante  $k$

$\mu_{lms}$  é o tamanho do passo que deve satisfazer a condição [Hay96]:

$$0 \leq \mu_{lms} \leq \frac{2}{\lambda_{max}} \quad (56)$$

Sendo que  $\lambda_{max}$  é o maior auto-valor da matriz de correlação  $\mathbf{R}$

O algoritmo ST-LMS é um algoritmo de gradiente estocástico, já que a estimativa instantânea do vetor gradiente é uma variável aleatória que depende do vetor do sinal de entrada  $\mathbf{r}_\mu(k)$ . O algoritmo requer  $2 \cdot N_e \cdot A_r$  multiplicações complexas por iteração, onde  $N_e \cdot A_r$  é o número de coeficientes do filtro espaço-temporal. O desempenho do algoritmo ST-LMS é determinado basicamente por três fatores:

- Tamanho do passo  $\mu_{lms}$
- Número de coeficientes do filtro  $N_e \cdot A_r$
- Espalhamento dos autovalores da matriz de correlação do vetor do sinal de entrada

### 3.3.4 Algoritmo de Módulo Constante Espaço-Temporal

O algoritmo de módulo constante (CMA) foi apresentado por Trei-cher em [TA83], e pode ser considerado como um caso especial do algoritmo de Godard proposto em [God80]. O CMA é um algoritmo cego, ou seja, não requer o emprego de símbolos de treinamento. O critério de otimização utilizado considera que a envoltória do sinal transmitido tem módulo constante (CM). Deste modo, é possível obter o vetor de coeficientes do filtro minimizando as variações da envoltória do sinal na saída do filtro. Apesar de ser baseado na premissa que o sinal apresenta módulo constante, verifica-se que o algoritmo funciona corretamente para diversas constelações de sinais que não apresentam módulo constante (por exemplo, 16-QAM) [JSE<sup>+</sup>98].

O CMA também pode ser empregado para aplicações que requerem processamento espacial [GL86] e espaço-temporal (ST-CMA) [XMV98]. Como os efeitos do desvanecimento do canal e da interferência distorcem a envoltória do sinal, é possível utilizar o ST-CMA para recuperar o sinal transmitido, reduzindo a ISI e a CCI. A família de ST-CMA, que inclui os algoritmos de Godard e de Treichler, minimiza a seguinte função custo [XMV98]:

$$J_{cma}(k) = E [|y(k)|^p - 1]^q \quad (57)$$

A convergência do algoritmo depende da escolha dos coeficientes  $p$  e  $q$ . Usualmente é adotado  $p = 1$  e  $q = 2$ , ou  $p = 2$  e  $q = 2$ . Considerando o CMA(1,2) [TA83], onde  $p = 1$  e  $q = 2$ , pode-se definir a seguinte função custo:

$$J_{cma}(k) = E [|y(k)| - 1]^2 \quad (58)$$

O vetor gradiente é dado por:

$$\begin{aligned} \nabla_{cma}(k) &= 2 \cdot \frac{\partial J_{cma}(k)}{\partial \mathbf{w}^*} \\ &= 2 \cdot E \left[ (|y(k)| - 1) \cdot \frac{\partial |y(k)|}{\partial \mathbf{w}^*} \right] \\ &= 2 \cdot E \left[ (|y(k)| - 1) \cdot \frac{\partial [y(k) \cdot y(k)^*]^{1/2}}{\partial \mathbf{w}^*} \right] \\ &= 2 \cdot E \left[ (|y(k)| - 1) \cdot \frac{\partial [\mathbf{w}^T \cdot \mathbf{r}_\mu(k) \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^H \cdot \mathbf{w}^*]^{1/2}}{\partial \mathbf{w}^*} \right] \\ &= E \left[ (|y(k)| - 1) \cdot \frac{1}{|y(k)|} \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^* \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^T \cdot \mathbf{w} \right] \\ &= E \left[ \left( 1 - \frac{1}{|y(k)|} \right) \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^* \cdot y(k) \right] \\ &= E \left[ \mathbf{r}_\mu(k)^* \cdot \left( y(k) - \frac{y(k)}{|y(k)|} \right) \right] \end{aligned} \quad (59)$$

Assim, ignorando o operador de valor esperado, a estimativa instantânea do vetor gradiente pode ser obtida por:

$$\hat{\nabla}(J_{cma}(k)) = \mathbf{r}_\mu(k)^* \cdot \left( y(k) - \frac{y(k)}{|y(k)|} \right) \quad (60)$$

Usando uma abordagem similar à apresentada para o método de descida mais íngreme e substituindo o vetor gradiente pela sua estimativa instantânea, como proposto no algoritmo ST-LMS, pode-se obter o vetor de atualização do filtro espaço-temporal por:

$$\mathbf{w}^{(k)} = \mathbf{w}^{(k-1)} - \mu_{cma} \cdot \hat{\nabla}(J_{cma}(k)) \quad (61)$$

$$= \mathbf{w}^{(k-1)} - \mu_{cma} \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^* \cdot \left( y(k) - \frac{y(k)}{|y(k)|} \right) \quad (62)$$

Onde,  $\mu_{cma}$  é o tamanho do passo de adaptação, englobando o fator de normalização  $\frac{1}{2}$  apresentado em (46)

Assim, o ST-CMA usando o método LMS pode ser resumido por:

1. Inicializar

$$\mathbf{w}^{(0)} = [\mathbf{0} \ 1 \ \mathbf{0}] \quad (63)$$

2. Calcular

$$y(k) = \mathbf{r}_\mu(k)^T \cdot \mathbf{w}^{(k-1)} \quad (64)$$

3. Determinar

$$e(k) = \frac{y(k)}{|y(k)|} - y(k) \quad (65)$$

4. Calcular

$$\mathbf{w}^{(k)} = \mathbf{w}^{(k-1)} + \mu_{cma} \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^* \cdot e(k) \quad (66)$$

Analisando (65), verifica-se que quando a saída do filtro espaço-temporal apresenta amplitude unitária ( $|y(k)| = 1$ ), o sinal de erro é zero. Embora o ST-CMA seja muito parecido com o algoritmo ST-LMS, ele apresenta a vantagem de não precisar de um sinal de referência no processo de adaptação ao custo, entretanto, da desvantagem do sinal na saída do processo de equalização apresentar ambigüidade de fase e de uma taxa de convergência lenta.

Utilizando uma metodologia semelhante à aplicada ao CMA(1,2), pode-se obter as expressões para o CMA(2,2) [God80] apenas substituindo (65) por:

$$e(k) = y(k) \cdot [1 - |y(k)|^2] \quad (67)$$

### 3.3.5 Método de Mínimos Quadrados Espaço-Temporal

No método de Mínimos Quadrados Espaço-Temporal (ST-LS), o vetor de coeficientes espaço-temporal é determinado para minimizar a soma dos erros quadráticos, ao invés do valor esperado dos erros quadráticos. Assim, a função custo do critério ST-LS é dada por:

$$J_{ls} = \sum_{i=1}^k |e(i)|^2 \quad (68)$$

Substituindo a equação (39) em (68), pode-se obter uma expressão ST-LS semelhante ao critério de Wiener-Hopf:

$$J_{ls}(k) = E [|b_m(k)|^2] - \mathbf{p}_{ls}^H \cdot \mathbf{w}_{ls}^* - \mathbf{w}_{ls}^T \cdot \mathbf{p}_{ls} + \mathbf{w}_{ls}^T \cdot \mathbf{R}_{ls} \cdot \mathbf{w}_{ls}^* \quad (69)$$

Onde,

$\mathbf{R}_{ls} = \sum [\mathbf{r}_\mu(k) \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^H]$  é uma estimativa da matriz de correlação de entrada ( $N_e \cdot A_r \times N_e \cdot A_r$ )

$\mathbf{p}_{ls} = \sum [\mathbf{r}_\mu(k) \cdot b_m(k)^*]$  é o vetor de correlação cruzada entre o vetor de entrada e o sinal desejado ( $N_e \cdot A_r \times 1$ )

Para minimizar o erro médio quadrático  $J_{ls}$ , tem-se:

$$\nabla(J_{ls})|_{\mathbf{w}_{ls}} = \mathbf{0} \quad (70)$$

Aplicando (70) a (69), obtém-se a chamada equação de ST-LS [Hay96]:

$$\mathbf{w}_{ls} = \mathbf{R}_{ls}^{-1} \cdot \mathbf{p}_{ls} \quad (71)$$

### 3.3.6 Algoritmo Recursivo de Mínimos Quadrados Espaço-Temporal

Ao contrário do algoritmo ST-LMS, que usa o método de descida mais íngreme para ajustar o vetor de coeficientes espaço-temporais, o algoritmo recursivo de mínimos quadrados espaço-temporal (ST-RLS) usa o método de mínimos quadrados. No algoritmo ST-RLS ponderado exponencialmente, o vetor de coeficientes no instante  $k$  é escolhido para minimizar a seguinte função custo:

$$J_{ls}(k) = \sum_{i=1}^k \lambda_{rls}^{k-i} \cdot |e(i)|^2 \quad (72)$$

Onde,

$$e(i) = b_m(i) - y(i)$$

$\lambda_{rls}$  é o fator de esquecimento, que deve assumir valores próximos de 1 [Hay96]

O algoritmo ST-RLS é obtido pela minimização de (72) e aplicando o lema de inversão de matrizes [Hay96]. O algoritmo resultante é dado pelo seguinte processo iterativo:

1. Inicializar

$$\mathbf{w}^{(0)} = \mathbf{0}, \quad \hat{\mathbf{R}}^{-1} = \varsigma^{-1} \cdot \mathbf{I}_{N_e \cdot A_r} \quad (73)$$

2. Calcular

$$\mathbf{K}_g(k) = \frac{\lambda_{rls}^{-1} \cdot \hat{\mathbf{R}}^{-1} \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^*}{1 + \lambda_{rls}^{-1} \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^T \cdot \hat{\mathbf{R}}^{-1} \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^*} \quad (74)$$

3. Determinar

$$\varepsilon(k) = b_{m,ref}(k) - \mathbf{r}_\mu(k)^T \cdot \mathbf{w}^{(k-1)} \quad (75)$$

4. Calcular

$$\mathbf{w}^{(k)} = \mathbf{w}^{(k-1)} + \mathbf{K}_g(k) \cdot \varepsilon(k) \quad (76)$$

5. Atualizar

$$\hat{\mathbf{R}}^{-1} \leftarrow \lambda_{rls}^{-1} [\hat{\mathbf{R}}^{-1} - \mathbf{K}_g(k) \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^T \cdot \hat{\mathbf{R}}^{-1}] \quad (77)$$

Onde,

$\hat{\mathbf{R}}$  é uma estimativa da matriz de correlação de entrada

$\mathbf{I}_{N_e \cdot A_r}$  é a matriz identidade  $N_e \cdot A_r \times N_e \cdot A_r$

$\varsigma$  é uma constante positiva pequena [Hay96]

Maiores detalhes do valor de inicialização de  $\hat{\mathbf{R}}^{-1}$  podem ser encontrados em [Hay96].

### 3.3.7 Algoritmo de Decisão Realimentada Espaço-Temporal

Os algoritmos apresentados até agora são algoritmos de filtragem espaço-temporal lineares. Embora apresentem uma baixa complexidade computacional (função linear do comprimento do canal de propagação) e um desempenho razoável em canais de propagação com desvanecimento, o processo de supressão da ISI resultante está normalmente associado a uma acentuação do ruído. Deste modo, a aplicação de algoritmos lineares em canais com desvanecimento severo, apresentando nulos espectrais na banda de Nyquist, pode ocasionar uma degradação de desempenho [Pro95], [Qur85].

A limitação apresentada pelos algoritmos lineares, motivou o desenvolvimento de algoritmos não-lineares sub-ótimos como o algoritmo de equalização de decisão realimentadas (DFE) [Aus67], [BP79], [Qur82], [Qur85]. Em canais de propagação com ruído e desvanecimento severo, o algoritmo de DFE é capaz de cancelar a ISI sem acentuar o ruído, oferecendo uma melhora de desempenho, quando comparado aos algoritmos lineares, e uma redução da complexidade computacional, quando comparado aos algoritmos de MLSE [ALW01].

O DFE consiste de dois subfiltros, um subfiltro de alimentação direta, composto por  $N_{ff}$  coeficientes, e um subfiltro de realimentação, composto por  $N_{fb}$  coeficientes. O sinal recebido é aplicado a entrada do subfiltro de alimentação direta, como ocorre num equalizador linear convencional. Enquanto que a seqüência de símbolos previamente detectados, presente na saída do decisor, é aplicada na entrada do subfiltro de realimentação. Deste modo, o subfiltro de realimentação pode ser empregado para remover a parte da ISI proveniente dos símbolos que já tenham sido detectados previamente, presente nos símbolos a serem detectados. O algoritmo de DFE foi desenvolvido considerando que as decisões de símbolos passadas são corretas. A ocorrência de um erro de decisão, pode gerar uma seqüência de erros durante alguns símbolos. Este efeito, denominado “propagação de erro”, pode reduzir drasticamente o desempenho do algoritmo de DFE.

O algoritmo de DFE pode ser facilmente adaptado para aplicações de filtragem espaço-temporal, de maneira similar à apresentada para os algoritmos lineares. Neste trabalho, a implementação espaço-temporal do algoritmo de DFE (ST-DFE) é feita considerando que o subfiltro de alimentação direta é aplicado nos domínios espacial e temporal, enquanto que o subfiltro de realimentação é aplicado apenas no domínio temporal. Deste modo, representando o vetor de entrada do ST-DFE por:

$$\tilde{\mathbf{r}}_{\mu}(k) = [\tilde{\mathbf{r}}_{ff}^T(k) \mid \tilde{\mathbf{r}}_{fb}^T(k)]^T \quad (78)$$

Onde,

$\tilde{\mathbf{r}}_{ff}(k) = [r_1(k), \dots, r_{A_r}(k), \dots, r_1(k - N_{ff} + 1), \dots, r_{A_r}(k - N_{ff} + 1)]^T$  é o vetor de entrada do subfiltro de alimentação direta no instante  $k$  ( $N_{ff} \cdot A_r \times 1$ )  
 $\tilde{\mathbf{r}}_{fb}(k) = [\hat{b}(k - \Delta - 1), \dots, \hat{b}(k - \Delta - N_{fb})]^T$  é o vetor de entrada do subfiltro de realimentação no instante  $k$  ( $N_{fb} \times 1$ )

$N_{ff}$  é o número de coeficientes temporais por antena do subfiltro de alimentação direta

$N_{fb}$  é o número de coeficientes do subfiltro de realimentação

$\hat{b}(k)$  é o sinal na saída do decisor no instante  $k$

$\Delta$  é o atraso aplicado ao sinal realimentado

E considerando o vetor espaço-temporal como:

$$\mathbf{w} = [\mathbf{w}_{ff}^T \mid \mathbf{w}_{fb}^T]^T \quad (79)$$

Onde,

$\mathbf{w}_{ff} = [w_{1,1}^{ff}, \dots, w_{1,A_r}^{ff}, \dots, w_{N_{ff},1}^{ff}, \dots, w_{N_{ff},A_r}^{ff}]^T$  é o subfiltro de alimentação direta ( $N_{ff} \cdot A_r \times 1$ )

$\mathbf{w}_{fb} = [w_1^{fb}, \dots, w_{N_{fb}}^{fb}]^T$  é o subfiltro de realimentação ( $N_{fb} \times 1$ )

Pode-se representar o sinal na saída do filtro de ST-DFE utilizando uma notação similar à apresentada em (38). Assim, tem-se que:

$$y(k) = \mathbf{w}^T \cdot \tilde{\mathbf{r}}_\mu(k) = \tilde{\mathbf{r}}_\mu(k)^T \cdot \mathbf{w} \quad (80)$$

Os coeficientes dos subfiltros que compõem o algoritmo de ST-DFE podem ser determinados utilizando as técnicas adaptativas apresentadas nas seções anteriores para os algoritmos lineares. Deste modo, por exemplo, utilizando o algoritmo ST-LMS para determinar os coeficientes do filtro, obtém-se o algoritmo ST-DFE-LMS, enquanto que utilizando o algoritmo ST-RLS, obtém-se o algoritmo ST-DFE-RLS.



### 3.4 Resultados de Simulação

Nesta seção, é investigado o desempenho de alguns receptores espaço-temporais para formação de feixe (BST) e para diversidade (DST), empregando alguns dos algoritmos adaptativos descritos ao longo deste capítulo, aplicados a um sistema de comunicação sem fio operando em 2 GHz e composto por cinco usuários ( $M = 5$ ) modulados em QPSK e transmitindo a uma taxa de 240 kbps.

Para os receptores espaço-temporais destinados à formação de feixe, considera-se que a ERB usa um arranjo de antenas circular com oito elementos ( $A = 8$ ) igualmente espaçados de  $\lambda_c/2$ . Enquanto que para os receptores espaço-temporais destinados à diversidade, considera-se que a ERB emprega um arranjo de antenas linear com os oito elementos ( $A = 8$ ) suficientemente espaçados para garantir que os sinais recebidos entre os elementos sejam não-correlacionados.

Os modelos de canal adotados durante as simulações para os cenários destinados à formação de feixe e à diversidade são baseados, respectivamente, nas abordagens apresentadas nas subseções 3.2.1 e 3.2.2 associadas ao modelo de *tapped delay line* para ambientes macrocelulares, descrito no capítulo 2. Deste modo, as análises apresentadas a seguir consideram que as amplitudes, os atrasos, as fases e os AOA (necessários fundamentalmente na abordagem destinada à formação de feixe) dos componentes de multipercurso dos sinais transmitidos são obtidos aleatoriamente a cada quadro. Assume-se que o canal de propagação é fixo durante um quadro (abordagem quase estática) e que as amplitudes dos componentes de multipercurso apresentam uma distribuição de Rayleigh, enquanto que os atrasos, as fases e os AOA seguem uma distribuição uniforme. Foi considerado ainda que o número de componentes de multipercurso  $L_m$  proveniente de um dado usuário  $m$  é igual a 4, o atraso de propagação máximo é igual a 11 símbolos (resultando em  $L = 11$ ) e o *angle spread* máximo é igual a  $\pi/3$ .

### 3.4.1 Receptores BST em Ambientes Macrocelulares

Os resultados apresentados aqui, descrevem o desempenho dos receptores espaço-temporais para formação de feixe baseados em treinamento, usando os algoritmos LMS (BST-LMS), RLS (BST-RLS) e DFE-RLS (BST-DFE-RLS), em ambientes macrocelulares, variando o número de símbolos de treinamento e a  $SNR$ .

Nos receptores para formação de feixe BST-LMS e BST-RLS, os filtros temporais que compõem o filtro espaço-temporal têm dimensão 21 ( $N_e = 21$ ) e são empregados os parâmetros de adaptação  $\mu_{lms} = 0.001$  e  $\lambda_{rls=1}$ , respectivamente. No receptor BST-DFE-RLS são empregadas duas configurações. A primeira, é composta por filtros temporais de alimentação com dimensão 11 ( $N_{ff} = 11$ ) associados a um filtro de realimentação com dimensão 10 ( $N_{fb} = 10$ ), enquanto a segunda é composta por filtros temporais de alimentação com dimensão 15 ( $N_{ff} = 15$ ) associados a um filtro de realimentação com dimensão 6 ( $N_{fb} = 6$ ). Para ambas as configurações analisadas,  $\lambda_{dfe-rls}$  é igual a 1.

Na figura 13, é apresentada uma comparação de desempenho entre os receptores espaço-temporais destinados à formação de feixe BST-LMS, BST-RLS e BST-DFE-RLS, em função do número de símbolos de treinamento empregado, para uma  $SNR = 20$  dB. Cada quadro é composto por 1000 símbolos ( $N_s = 1000$ ) e os resultados apresentados são obtidos pela avaliação de 500 quadros ( $N_{fr} = 500$ ) para cada parâmetro de simulação. A grande quantidade de símbolos transmitidos por quadro tem apenas caráter investigativo (permitir verificar o comportamento dos receptores para quantidades elevadas de símbolos de treinamento).

Analisando os resultados obtidos, pode-se verificar que o receptor BST-LMS apresenta taxas de erro de bit bastante elevadas ( $BER \approx 7 \cdot 10^{-2}$  para  $N_t = 600$ ) mesmo utilizando 600 símbolos de treinamento (60% do quadro), representando um desempenho muito inferior ao oferecido pelos receptores BST-RLS e BST-DFE-RLS. Para uma quantidade de símbolos de treinamento

menor que 250, ambas as configurações estudadas do receptor BST-DFE-RLS oferecem um ganho de desempenho em relação ao receptor BST-RLS. Acima de aproximadamente 275 símbolos de treinamento, o BST-RLS supera o BST-DFE-RLS, apresentando os melhores índices de desempenho entre os receptores espaço-temporais analisados. O principal motivo para esta degradação de desempenho do receptor BST-DFE-RLS é o efeito de propagação de erro, inerente dos métodos baseados na DFE [Bal99].

Na figura 14, é apresentada uma comparação de desempenho entre os receptores espaço-temporais destinados à formatação de feixe analisados em função da  $SNR$ , considerando a utilização de 300 símbolos de treinamento ( $N_t = 300$ ). Com o intuito de reduzir o tamanho dos quadros utilizados nesta análise (garantir a hipótese quase estática), em relação ao empregado na análise de desempenho apresentada na figura 13 (variando a quantidade de símbolos de treinamento), considera-se que cada quadro é composto por 600 símbolos ( $N_s = 600$ ), sendo avaliados 1000 quadros ( $N_{fr} = 1000$ ) para cada parâmetro de simulação.

Analisando os resultados obtidos, pode-se novamente constatar o baixo desempenho do receptor BST-LMS. O receptor BST-DFE-RLS, empregando a segunda configuração ( $N_{ff} = 15 / N_{fb} = 6$ ), apresenta um ganho de desempenho de aproximadamente 3 dB para uma  $BER = 7 \cdot 10^{-3}$ , em relação ao receptor BST-DFE-RLS, empregando a primeira configuração ( $N_{ff} = 11 / N_{fb} = 10$ ). A principal razão deste ganho de desempenho é a redução do efeito da propagação de erro obtido pela diminuição da dimensão do filtro de realimentação. Para a mesma BER, o receptor DFE-RLS apresenta um ganho de desempenho em relação ao receptor BST-DFE-RLS empregando a segunda configuração ( $N_{ff} = 15 / N_{fb} = 6$ ) também de aproximadamente 3 dB.

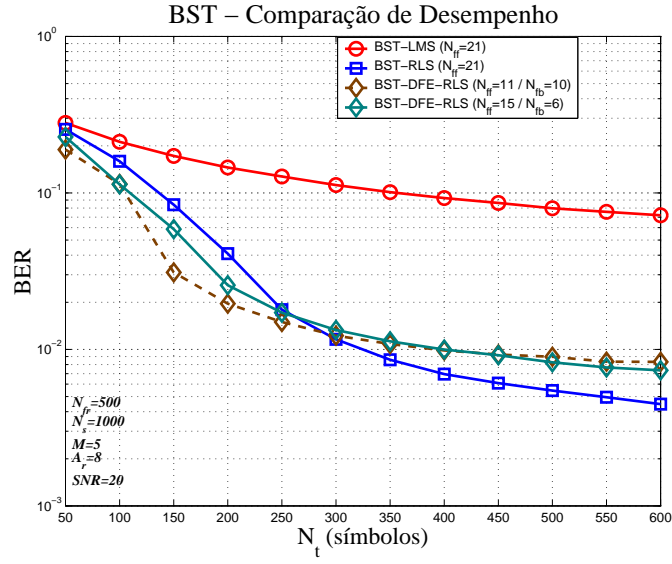


Figura 13: BER dos receptores BST-LMS, BST-RLS e BST-DFE-RLS variando o número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal macrocelular com 4 multipercursos ( $SNR = 20$  e  $M = 5$ )

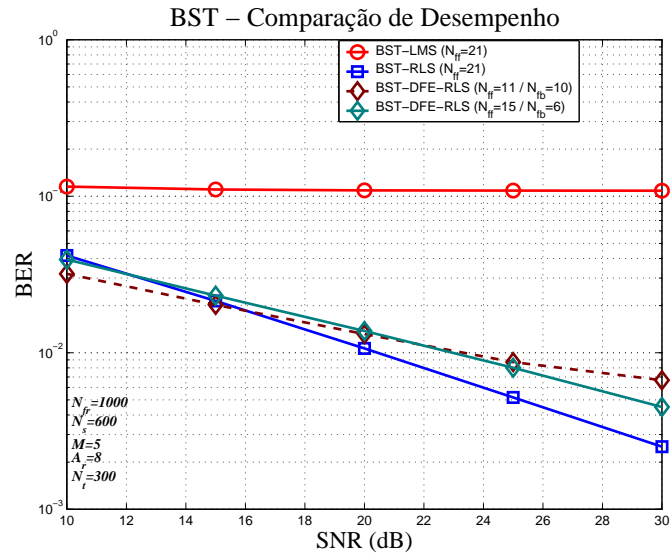


Figura 14: BER dos receptores BST-LMS, BST-RLS e BST-DFE-RLS variando a  $SNR$  para um canal macrocelular com 4 multipercursos ( $N_t = 300$  e  $M = 5$ )

### 3.4.2 Comparação entre os Receptores BST e DST em Ambientes Macrocelulares

Nesta subseção, são comparados os desempenhos dos receptores espaço-temporais para formação de feixe e para diversidade em canais macrocelulares, utilizando os métodos baseados em treinamento LMS, RLS e DFE-RLS, como feito na seção anterior. Assim, são avaliados os métodos para formação de feixe BST-LMS, BST-RLS e BST-DFE-RLS e os métodos para diversidade DST-LMS, DST-RLS e DST-DFE-RLS.

Os receptores BST-LMS, DST-LMS, BST-RLS e DST-RLS empregam filtros temporais de dimensão 21 ( $N_e = 21$ ) e parâmetros de adaptação  $\mu_{lms} = 0.001$  e  $\lambda_{rls} = 1$ , respectivamente. Os receptores BST-DFE-RLS e DST-DFE-RLS empregam filtros temporais de alimentação com dimensão 15 ( $N_{ff} = 15$ ) associados a filtros de realimentação com dimensão 6 ( $N_{fb} = 6$ ) e parâmetro de adaptação  $\lambda_{dfe-rls} = 1$ .

Na figura 15, é apresentada uma comparação de desempenho entre os receptores espaço-temporais analisados para formação de feixe e para diversidade em função da  $SNR$ , utilizando 300 símbolos de treinamento ( $N_t = 300$ ). Considera-se que cada quadro é composto por 600 símbolos ( $N_s = 600$ ), sendo avaliados 1000 quadros ( $N_{fr} = 1000$ ) para cada parâmetro de simulação. Analisando os resultados obtidos, pode-se verificar que o receptor DST-LMS, assim como o receptor BST-LMS, apresenta uma elevada taxa de erro de bit ( $BER \approx 7 \cdot 10^{-2}$  e  $BER \approx 1 \cdot 10^{-1}$ , respectivamente), e que os receptores DST-RLS e DST-DFE-RLS apresentam um ganho significativo de desempenho quando comparados aos receptores BST-RLS e BST-DFE-RLS (aproximadamente 17 dB e 19 dB, respectivamente, para uma  $BER = 4 \cdot 10^{-3}$ ). Pode-se verificar ainda a degradação de desempenho do receptor DST-DFE-RLS em relação ao receptor DST-RLS (aproximadamente 3.5 dB para uma  $BER = 1 \cdot 10^{-4}$ ) à medida que a  $SNR$  aumenta.

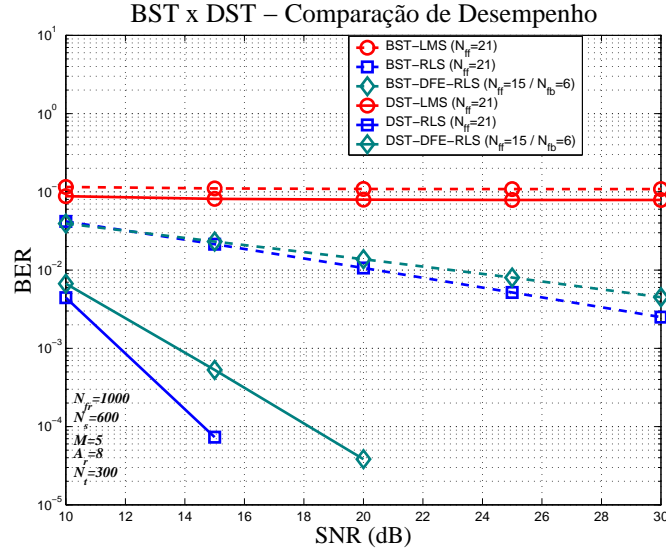


Figura 15: BER dos receptores espaço-temporais para formação de feixe e para diversidade em função da  $SNR$  para um canal macrocelular com 4 multipercursos ( $N_t = 300$  e  $M = 5$ )

### 3.5 Resumo do Capítulo e Principais Comentários

Neste capítulo, foram apresentados alguns conceitos básicos das técnicas de processamento espaço-temporal destinadas à formação de feixe e à diversidade aplicadas na recepção (abordagem de SIMO).

Com o intuito de analisar as diferenças de desempenho entre as estruturas espaço-temporais de recepção empregando as duas técnicas de processamento, foram desenvolvidos dois modelos de sistema distintos e apresentados vários algoritmos adaptativos para a determinação dos filtros espaço-temporais que integram as duas estruturas.

Apesar das estruturas para formação de feixe serem destinadas fundamentalmente à supressão de interferência, os resultados de simulação mostram que, devido a possibilidade de sobreposição espacial dos usuários ou de seus componentes de multipercurso (resultando em sinais com mesmo AOA), a capacidade de supressão de interferência fica comprometida. Deste modo, a utilização de estruturas para diversidade, que não levam em consideração os AOA dos sinais recebidos, possibilita a obtenção de ganhos significativos de desempenho face aos obtidos pelas estruturas para formação de feixe.

## 4 ESTRUTURAS ESPAÇO-TEMPORAIS APLICADAS NA RECEPÇÃO PARA SIS- TEMAS W-CDMA

A diversidade temporal é uma vantagem inerente dos sistemas CDMA. O emprego de receptores Rake [WL01] e equalizadores [KKB96] permite combater o desvanecimento do sinal recebido através do processamento temporal. Já os arranjos de antenas podem ser usados para combater o desvanecimento e reduzir a MAI através do processamento espacial [PP97]. Como os usuários de um sistema celular transmitem de locais espacialmente diferentes, o sinal recebido de cada usuário apresenta uma assinatura espacial única. Os arranjos de antenas podem explorar esta propriedade espacial do sinal e reduzir a MAI através da formatação de feixe. Como os sistemas CDMA são desenvolvidos para operar na presença da MAI, qualquer redução de interferência proporciona diretamente um aumento de capacidade [LM98]. Os arranjos de antenas podem também oferecer ganho de diversidade se os sinais recebidos nas diferentes antenas do arranjo forem relativamente não-correlacionados. O ganho de diversidade espacial pode auxiliar na redução do desvanecimento de multipercurso.

O processamento espaço-temporal [PH01a], [CSJ02c], [CSJ02a] e [CSJ02b] pode ser visto como uma evolução das técnicas de processamento espacial e temporal apresentadas acima. Através do uso das assinaturas espacial e temporal e da estrutura de códigos presente nos sistemas CDMA, os receptores espaço-temporais podem processar conjuntamente as amostras de sinais nos domínios espaciais e temporais, aumentando a supressão da MAI e possibilitando a combinação coerente dos componentes de multipercurso do sinal desejado.

## 4.1 Modelos de Estruturas Espaço-Temporais de Recepção para Sistemas W-CDMA empregando Códigos Curtos

Nesta seção, são apresentados os modelos espaço-temporais para formação de feixe e para diversidade, considerando o *uplink* de um sistema de comunicação sem fio W-CDMA assíncrono empregando múltiplas antenas de recepção na ERB e códigos de espalhamento curtos. Utiliza-se o processo de espalhamento espectral complexo [DJ98] para reduzir a relação pico-média de amplitude e a modulação de dados é feita através da técnica QPSK para oferecer uma melhor ocupação da banda de frequência.

Assume-se, assim como no capítulo 3, que há  $M$  usuários no sistema e que cada usuário pode transmitir  $N_s$  símbolos de informação por quadro sob condições quase estáticas (parâmetros do canal de propagação constantes durante um quadro).

### 4.1.1 Modelo Espaço-Temporal para Formação de Feixe

Pode-se representar o sinal complexo em banda-base no *uplink*, através do seguinte vetor:

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{k=0}^{N_s-1} \sqrt{\gamma_m} \cdot b_m(k) \cdot \mathbf{h}_m(t - k \cdot T_s) + \mathbf{v}(t) \quad (81)$$

Onde,

$$\mathbf{r}(t) = [r^1(t), \dots, r^{A_r}(t)]^T$$

$$\mathbf{v}(t) = [v^1(t), \dots, v^{A_r}(t)]^T \text{ é o vetor de ruído com variância } \sigma^2$$

$$\mathbf{h}_m(t) = [h_m^1(t), \dots, h_m^{A_r}(t)]^T \text{ é o vetor normalizado da assinatura de forma de onda complexa}$$

$T_s$  é a duração de símbolo

$\gamma_m$  é a potência do sinal transmitido pelo  $m$ -ésimo usuário

$b_m(k) = (b_{m,k}^I + j \cdot b_{m,k}^Q) / \sqrt{2}$  é o símbolo de informação normalizado do  $m$ -ésimo usuário no instante  $k$ , sendo que  $b_{m,k}^I$  e  $b_{m,k}^Q \in \{+1, -1\}$



O vetor  $\mathbf{h}_m(t)$  pode ser descrito por:

$$\mathbf{h}_m(t) = \sum_{g=0}^{G-1} c_m(g) \cdot \mathbf{p}_m(t - g \cdot T_c) \quad (82)$$

Onde,

$T_c$  é a duração de chip

$G$  é o ganho de processamento dado por  $G = T_s/T_c$

$c_m(g) = (\varrho_{m,g}^I + j \cdot \varrho_{m,g}^Q) / \sqrt{G}$  é o  $g$ -ésimo chip da sequência complexa (ou código de espalhamento) normalizada do  $m$ -ésimo usuário, sendo que  $\varrho_{m,g}^I$  e  $\varrho_{m,g}^Q \in \{+1, -1\}$

$\mathbf{p}_m(t)$  é o vetor de forma de onda de chip do  $m$ -ésimo usuário, incluindo os efeitos de filtragem de transmissão e recepção e de distorção causada pelo canal de propagação de multipercursos

No modelo espaço-temporal para formatação de feixe, o vetor  $\mathbf{p}_m(t)$  pode ser modelado como:

$$\mathbf{p}_m(t) = [p_m^1(t), \dots, p_m^{A_r}(t)]^T \quad (83)$$

Onde,

$$p_m^{a_r}(t) = \sum_{l=0}^{L_m-1} \beta_m^l \cdot a^{a_r}(\theta_m^l) \cdot \psi(t - \tau_m^l) \quad (84)$$

$L_m$  representa o número de componentes de multipercursos do canal de propagação relativo ao  $m$ -ésimo usuário

$\beta_m^l$  é o ganho complexo do  $l$ -ésimo percurso proveniente do  $m$ -ésimo usuário

$\tau_m^l$  é o atraso do  $l$ -ésimo percurso proveniente do  $m$ -ésimo usuário

$\psi(t)$  é a forma de onda do chip filtrado, que inclui os efeitos dos filtros de transmissão e recepção

$a^{a_r}(\theta_m^l)$  é a resposta do  $a_r$ -ésimo elemento do arranjo de antenas ao  $l$ -ésimo componente de multipercursos do  $m$ -ésimo usuário incidindo com AOA  $\theta_m^l$

Amostrando o sinal recebido à taxa de chip e assumindo que  $T_c = 1$ , pode-se obter a seguinte representação em tempo discreto do sinal:

$$\mathbf{r}(n) = \sum_{m=1}^M \sqrt{\gamma_m} \sum_{k=0}^{N_s-1} b_m(k) \cdot \mathbf{h}_m(n - k \cdot G) + \mathbf{v}(n) \quad (85)$$

Considerando que o receptor está em perfeito sincronismo com o primeiro componente de multipercurso  $l_m^0$  recebido pelo usuário desejado  $m$  ( $\tau_m^0 = 0$ ) e que cada um dos  $A_r$  canais de propagação que compõem  $\mathbf{p}_m(n)$  apresenta resposta ao impulso finita (FIR) de ordem  $\rho_m$ , tal que  $\rho_m \leq (L-1) \cdot G$  para algum número inteiro  $L$  ( $L \geq 2$ ), pode-se representar o sinal recebido em tempo-discreto correspondente ao  $k$ -ésimo símbolo por:

$$\mathbf{r}_s(k) = [\mathbf{H}(L-1), \dots, \mathbf{H}(0)] \cdot [\mathbf{b}(k-L+1)^T, \dots, \mathbf{b}(k)^T]^T + \mathbf{v}_s(k) \quad (86)$$

Onde,

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_s(k) &= [\mathbf{r}(k \cdot G)^T, \dots, \mathbf{r}((k+1) \cdot G - 1)^T]^T \\ \mathbf{v}_s(k) &= [\mathbf{v}(k \cdot G)^T, \dots, \mathbf{v}((k+1) \cdot G - 1)^T]^T \\ \mathbf{b}(k) &= [b_1(k), \dots, b_M(k)]^T \\ \mathbf{H}(l) &= \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1(l \cdot G) & \dots & \mathbf{h}_M(l \cdot G) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_1((l+1) \cdot G - 1) & \dots & \mathbf{h}_M((l+1) \cdot G - 1) \end{bmatrix}_{A_r \cdot G \times M} \end{aligned}$$

Em alguns casos, dependendo do comprimento do canal, do número de usuários  $M$ , do ganho de processamento  $G$  e do número de antenas  $A_r$ , pode ser necessário processar mais de um vetor de sinal recebido ao mesmo tempo para estimar o  $k$ -ésimo símbolo [PH01a]. Assim, empilhando  $\mu$  símbolos consecutivos ( $\mu \geq 2$ ), pode-se definir o vetor  $\mathbf{r}_\mu(k)$  como:

$$\mathbf{r}_\mu(k) = \mathbf{H}_\mu \cdot \mathbf{b}_\mu(k) + \mathbf{v}_\mu(k) \quad (87)$$

Onde,

$\mu$  é chamado de fator de suavização (*smoothing factor*)

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_\mu(k) &= [\mathbf{r}_s(k)^T, \dots, \mathbf{r}_s(k + \mu - 1)^T]^T \\ \mathbf{v}_\mu(k) &= [\mathbf{v}_s(k)^T, \dots, \mathbf{v}_s(k + \mu - 1)^T]^T \\ \mathbf{b}_\mu(k) &= [b(k), \dots, b(k + \mu - 1)]^T \\ \mathbf{H}_\mu &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}(L-1) & \dots & \mathbf{H}(0) & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \mathbf{H}(L-1) & \dots & \mathbf{H}(0) \end{bmatrix}_{A_r \cdot G \cdot \mu \times M \cdot (\mu + L - 1)} \end{aligned}$$

#### 4.1.2 Modelo Espaço-Temporal para Diversidade

No modelo espaço-temporal para diversidade, o vetor  $\mathbf{p}_m(t)$  representa os efeitos da filtragem de transmissão e recepção e das distorções causadas pelos canais independentes que chegam a cada elemento do arranjo de antenas. Neste modelo, não é explorada a informação dos AOA dos componentes de multipercurso dos sinais que incidem nos elementos do arranjo de antenas, como no modelo espaço-temporal para formação de feixe. Assim, os elementos do vetor  $\mathbf{p}_m(t)$  do modelo espaço-temporal para diversidade podem ser modelados como:

$$p_m^{a_r}(t) = \sum_{l=0}^{L_m-1} \beta_{m,l}^{a_r} \cdot \psi(t - \tau_{m,l}^{a_r}) \quad (88)$$

Onde,

$\beta_{m,l}^{a_r}$  é o ganho complexo do  $l$ -ésimo percurso proveniente do  $m$ -ésimo usuário correspondente a  $a_r$ -ésima antena de recepção

$\tau_{m,l}^{a_r}$  é o atraso do  $l$ -ésimo percurso proveniente do  $m$ -ésimo usuário correspondente a  $a_r$ -ésima antena de recepção

O sinal recebido em tempo discreto no modelo espaço-temporal para diversidade também pode ser representado usando a expressão apresentada em (85), substituindo (84) por (88) em (83). Assim, o sinal recebido em

tempo-discreto correspondente ao  $k$ -ésimo símbolo para o modelo para diversidade também pode ser representado por:

$$\mathbf{r}_s(k) = [\mathbf{H}(L-1), \dots, \mathbf{H}(0)] \cdot [\mathbf{b}(k-L+1)^T, \dots, \mathbf{b}(k)^T]^T + \mathbf{v}_s(k)$$

Nos casos em que seja necessário processar mais de um vetor de sinal recebido ao mesmo tempo para estimar o  $k$ -ésimo símbolo pode-se empilhar  $\mu$  símbolos consecutivos ( $\mu \geq 2$ ) como feito em (87) para o modelo espaço-temporal para formatação de feixe.

## 4.2 Algoritmos de Adaptação Espaço-Temporal para Sistemas W-CDMA empregando Códigos Curtos

Nas aplicações em sistemas W-CDMA, os métodos clássicos baseados em treinamento [PH01b], [WH95] requerem uma grande quantidade de símbolos de treinamento para otimizar o filtro espaço-temporal (visto que ele normalmente é composto por uma grande quantidade de coeficientes), reduzindo consideravelmente o *throughput* do sistema. Já os métodos cegos [LZ97], [WP98a] e [XT01], requerem uma grande quantidade de dados em condições de estacionaridade que normalmente não estão disponíveis nos sistemas W-CDMA. Além disto, os métodos cegos apresentam normalmente problemas de convergência, dificuldade de classificação de sinal e ambigüidade de fase.

Nesta seção, são apresentados dois algoritmos para processamento espaço-temporal desenvolvidos para aplicações em sistemas W-CDMA empregando códigos curtos. Os algoritmos foram desenvolvidos com o intuito de reduzir a quantidade necessária de símbolos de treinamento requerida, possibilitando assim, uma rápida convergência sem comprometer o *throughput* do sistema.

O primeiro algoritmo apresentado, denominado algoritmo recursivo de mínimos quadrados hierárquico espaço-temporal (ST-HRLS), foi originalmente apresentado em [CSJ02b] para aplicações em sistemas W-CDMA assíncronos para formatação de feixe. O ST-HRLS é uma extensão do algoritmo apresentado em [Woo00] e [Woo01] para processamento espaço-temporal.

O ST-HRLS é um algoritmo derivado do algoritmo ST-RLS que, como provado em [Ahg01], se enquadra na família de algoritmos de mínimos quadrados com restrição. O método é baseado na segmentação do filtro espaço-temporal em níveis hierárquicos. Usando este *framework*, são desenvolvidos dois receptores diferentes, o BST-HRLS (*Beamforming - Space-Time - HRLS*), empregado para formatação de feixe espaço-temporal [CSJ02b], e o DST-HRLS (*Diversity - Space-Time - HRLS*), empregado para diversidade espaço-temporal.

O segundo algoritmo, denominado algoritmo semicego de módulo constante com identificação de canal (SBCMACI), foi originalmente proposto em [PH01a]. Nesse artigo foi proposto um receptor para sistemas CDMA síncronos baseado no SBCMACI capaz de oferecer diversidade espaço-temporal, denominado aqui DST-SBCMACI (*Diversity - Space-Time - SBCMACI*).

Os algoritmos semicegos são uma solução bastante eficiente para aplicações espaço-temporais, já que possibilitam superar as dificuldades dos métodos baseados em treinamento e dos métodos cegos. Especificamente, o método SBCMACI acrescenta considerável melhora de desempenho aos métodos de LS convencionais através da utilização das propriedades de módulo constante do sinal transmitido, da informação do código de espalhamento do sinal desejado e da estimativa do canal [PH01a]. O algoritmo resultante requer uma quantidade significativamente menor de símbolos de treinamento para obter o vetor de coeficientes do filtro espaço-temporal, quando comparado ao método de LS.

Em [CSJ02c] e [CSJ02a], foi proposto pela primeira vez, um receptor espaço-temporal para formatação de feixe baseado no algoritmo SBCMACI para aplicações em sistemas W-CDMA assíncronos, denominado BST-SBCMACI (*Beamforming - Space-Time - SBCMACI*). O emprego do BST-SBCMACI oferece combinação coerente dos componentes de multipercurso do sinal desejado, cancelamento da MAI, remoção da ambigüidade de fase presente nos algoritmos cegos e redução da quantidade de símbolos requerida no processo de treinamento. Em [CSJ03f], o receptor BST-SBCMACI foi estendido para sistemas W-CDMA multi-taxa empregando códigos múltiplos (MC).

### 4.2.1 Algoritmo Recursivo de Mínimos Quadrados Hierárquico Espaço-Temporal

Apesar de apresentar uma taxa de convergência rápida, quando comparada à obtida pelo algoritmo LMS, o algoritmo RLS apresenta uma alta complexidade computacional [Hay96]. Em [Woo00], foi proposto um novo algoritmo RLS baseado numa estrutura de filtros hierárquica. O novo algoritmo, chamado *hierarchical* RLS (HRLS), permite reduzir a taxa de convergência, melhorar o desempenho e reduzir a complexidade quando comparado ao algoritmo RLS. Como verificado nas simulações apresentadas no final desse capítulo, os resultados otimistas são obtidos, entretanto, apenas em circunstâncias específicas.

A seguir, é apresentada uma descrição resumida do algoritmo ST-HRLS, adaptado para aplicações espaço-temporais (para maiores detalhes, vide [Woo00], [CSJ02b]):

Para  $\eta = 1$  a  $N_\eta$  (Nível)

Para  $\xi = 1$  a  $N_\xi^\eta$  (Grupo)

1. Inicializar

$$\mathbf{w}_\xi^{\eta(0)} = \mathbf{0}, \quad \hat{\mathbf{R}}_\xi^{\eta-1} = \varsigma^{-1} \cdot \mathbf{I}_{A_r \cdot G \cdot \mu} \quad (89)$$

2. Calcular

$$\mathbf{K}_\xi^\eta(k) = \frac{\lambda_{hrls}^{-1} \cdot \hat{\mathbf{R}}_\xi^{\eta-1} \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^*}{1 + \lambda_{hrls}^{-1} \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^T \cdot \hat{\mathbf{R}}_\xi^{\eta-1} \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^*} \quad (90)$$

3. Determinar

$$\varepsilon(k) = b_{m,ref}(k) - \mathbf{r}_\mu(k)^T \cdot \mathbf{w}_\xi^{\eta(k-1)} \quad (91)$$

4. Calcular

$$\mathbf{w}_\xi^{\eta(k)} = \mathbf{w}_\xi^{\eta(k-1)} + \mathbf{K}_\xi^\eta(k) \cdot \varepsilon(k) \quad (92)$$

5. Atualizar

$$\hat{\mathbf{R}}_\xi^{\eta-1} \leftarrow \lambda_{hrls}^{-1} \left[ \hat{\mathbf{R}}_\xi^{\eta-1} - \mathbf{K}_\xi^\eta(k) \cdot \mathbf{r}_\mu(k)^T \cdot \hat{\mathbf{R}}_\xi^{\eta-1} \right] \quad (93)$$

Onde,

$N_\eta$  é o número de níveis hierárquicos

$N_\xi^\eta$  é o número de grupos no nível hierárquico  $\eta$

$b_{m,ref}(k)$  é o  $k$ -ésimo símbolo de treinamento do  $m$ -ésimo usuário

$\mathbf{w}_\xi^{\eta(k)}$  é o subfiltro do grupo  $\xi$  do nível  $\eta$  no instante  $k$

$\hat{\mathbf{R}}_\xi^\eta$  é a matriz de correlação de entrada do grupo  $\xi$  do nível  $\eta$

$\mathbf{I}_{A_r \cdot G \cdot \mu}$  é a matriz identidade  $A_r \cdot G \cdot \mu \times A_r \cdot G \cdot \mu$

$\lambda_{hrls}$  é o fator de esquecimento

$\varsigma$  é uma constante positiva pequena [Hay96]

#### 4.2.2 Algoritmo Semicego de Módulo Constante com Identificação de Canal

O método SBCMACI explora as propriedades de módulo constante do sinal transmitido, o conhecimento do código de espalhamento do usuário desejado e a identificação do canal para reduzir a quantidade de símbolos de treinamento necessária para obter o vetor de coeficientes do filtro espaço-temporal.

Seja o vetor espaço-temporal ótimo  $\mathbf{w}_{ls}$ , no sentido LS, para o usuário desejado  $m$  [Hay96]:

$$\mathbf{w}_{ls} = \underbrace{\left[ \frac{1}{N_s} \sum_{k=0}^{N_s-1} \mathbf{r}_\mu(k) \cdot \mathbf{r}_\mu^H(k) \right]}_{\hat{\mathbf{R}}_{N_s}}^{-1} \cdot \underbrace{\left[ \frac{1}{N_s} \sum_{k=0}^{N_s-1} b_m^*(k) \cdot \mathbf{r}_\mu(k) \right]}_{\hat{\mathbf{p}}_{N_s}^m} \quad (94)$$

Onde,

$N_s$  é a quantidade total de símbolos transmitida

O vetor de correlação cruzada  $\hat{\mathbf{p}}_{N_s}^m$  pode ser obtido também através da identificação do canal. Este procedimento permite trabalhar a nível de chip, aumentando a quantidade de informação de treinamento disponível e a precisão da estimativa [WP98a].

Como mostrado em [MDCM95], é possível fazer a identificação do canal através da decomposição em valores singulares da matriz de correlação  $\hat{\mathbf{R}}_{N_s}$  estimada, como se mostra a seguir:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{R}}_{N_s} &= \frac{1}{N_s} \sum_{k=0}^{N_s-1} \mathbf{r}_\mu(k) \cdot \mathbf{r}_\mu^H(k) \\ &= \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{U}}_s & \hat{\mathbf{U}}_n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{\Lambda}}_s & \\ & \hat{\mathbf{\Lambda}}_n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{U}}_s & \hat{\mathbf{U}}_n \end{bmatrix}^H\end{aligned}\quad (95)$$

Onde,

$\hat{\mathbf{U}}_s = [\hat{\mathbf{u}}_1, \dots, \hat{\mathbf{u}}_\xi]$  é o conjunto de auto-vetores do subespaço de sinal

$\hat{\mathbf{U}}_n = [\hat{\mathbf{u}}_{\xi+1}, \dots, \hat{\mathbf{u}}_{A_r \cdot N \cdot \mu}]$  é o conjunto de auto-vetores do subespaço de ruído

$\hat{\mathbf{\Lambda}}_s$  é o conjunto de autovalores do subespaço de sinal

$\hat{\mathbf{\Lambda}}_n$  é o conjunto de autovalores do subespaço de ruído

$\xi$  é a dimensionalidade do subespaço de sinal

O conjunto de auto-vetores  $\hat{\mathbf{U}}_s$  gera (*spans*) o subespaço de sinal, ou seja, o subespaço imagem de  $\hat{\mathbf{U}}_s$  é igual ao subespaço imagem de  $\mathbf{H}_\mu$ :

$$Range(\hat{\mathbf{U}}_s) = Range(\mathbf{H}_\mu) \quad (96)$$

Deste modo, a dimensionalidade do subespaço de sinal  $\xi$  é igual ao posto da matriz  $\mathbf{H}_\mu$ , dado por  $M \cdot (\mu + L - 1)$ . Por outro lado, o conjunto de auto-vetores  $\hat{\mathbf{U}}_n$  gera o subespaço de ruído, que é ortogonal ao subespaço de sinal:

$$\hat{\mathbf{U}}_n^H \cdot \mathbf{H}_\mu = 0 \quad (97)$$

Assumindo que  $\mathbf{H}_\mu$  é posto completo (*full rank*), pode-se modificar o critério apresentado em (27) para obter:



$$\mu \geq \left\lceil \frac{M \cdot (L - 1)}{A_r \cdot G - M} \right\rceil \quad (98)$$

Se  $\mu$  satisfaz (98), é possível obter uma perfeita equalização de ZF espaço-temporal [PP97], [vTP97].

A dimensionalidade do subespaço de sinal  $\xi$  normalmente não é conhecida *a priori* e precisa ser estimada. Um método bastante eficiente para determinar  $\xi$  é o chamado método MDL (*minimum description length*), que pode ser descrito através do seguinte procedimento [WZ89]:

$$mdl(\hat{\xi}) = (A_r \cdot G \cdot \mu - \hat{\xi}) \cdot (N_s - \mu + 1) \cdot \ln[\alpha_{mdl}(\hat{\xi})] + \frac{\hat{\xi}}{2} \cdot (2 \cdot A_r \cdot G \cdot \mu - \hat{\xi}) \cdot \ln[N_s - \mu + 1] \quad (99)$$

Onde,

$$\alpha_{mdl}(\hat{\xi}) = \frac{1}{A_r \cdot G \cdot \mu - \hat{\xi}} \cdot \frac{\sum_{i=\hat{\xi}+1}^{A_r \cdot G \cdot \mu} (\hat{\lambda}_i)}{\left[ \prod_{i=\hat{\xi}+1}^{A_r \cdot G \cdot \mu} (\hat{\lambda}_i) \right]^{1/(A_r \cdot G \cdot \mu - \hat{\xi})}} \quad (100)$$

$\hat{\xi}$  é a estimativa da dimensionalidade do subespaço de sinal

$\hat{\lambda}_i$  é a estimativa do  $i$ -ésimo autovalor de  $\hat{\mathbf{R}}_{N_s}$

A ortogonalidade entre os subespaços de sinal e de ruído pode ser explorada para estimar o canal de propagação. Embora seja possível obter uma identificação cega dos canais de propagação [vTP97] em cenários com múltiplos usuários, geralmente não é possível desempenhar a classificação do canal (correspondência entre o canal e o usuário). Nos sistemas CDMA, a assinatura (código de espalhamento) do usuário desejado  $m$ , considerada conhecida e univocamente associada ao usuário, pode ser empregada para fazer a classificação do canal de propagação [WP98a], [PH01a].

Seja a matriz  $\tilde{\mathbf{H}}$  dada por:

$$\tilde{\mathbf{H}} \triangleq [\mathbf{H}(0)^T, \dots, \mathbf{H}(L-1)^T]_{A_r \cdot G \cdot L \times M}^T \quad (101)$$

Particionando o subespaço de ruído, como se mostra a seguir:

$$\hat{\mathbf{U}}_n^H = [\hat{\mathbf{\Xi}}_1, \dots, \hat{\mathbf{\Xi}}_\mu]^T_{(A_r \cdot G \cdot \mu - \xi) \times A_r \cdot G \cdot \mu} \quad (102)$$

Onde,  $\hat{\mathbf{\Xi}}_i$  é uma partição do subespaço de ruído com dimensão  $(A_r \cdot G \cdot \mu - \xi) \times A_r \cdot G$

Pode-se definir  $\tilde{\mathbf{\Xi}}$  como:

$$\tilde{\mathbf{\Xi}} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{\Xi}}_\mu & & \\ \vdots & \ddots & \hat{\mathbf{\Xi}}_\mu \\ \hat{\mathbf{\Xi}}_1 & & \vdots \\ & \ddots & \hat{\mathbf{\Xi}}_1 \end{bmatrix}_{(A_r \cdot G \cdot \mu - \xi) \cdot (\mu + L - 1) \times A_r \cdot G \cdot L} \quad (103)$$

Devido a ortogonalidade entre os subespaços de sinal e de ruído, pode-se verificar que [WP98a]:

$$\hat{\mathbf{U}}_n^H \cdot \hat{\mathbf{H}}_\mu = 0 \Leftrightarrow \tilde{\mathbf{\Xi}} \cdot \tilde{\mathbf{H}} = 0 \quad (104)$$

Isto implica que  $\tilde{\mathbf{H}}$  pode ser identificada a partir do subespaço nulo de  $\tilde{\mathbf{\Xi}}$ , a menos de uma matriz de ambigüidade não-singular  $(M \times M)$ , desde que  $\mu$  seja tal que [WP98a], [vTP97]:

$$(A_r \cdot G \cdot \mu - \xi) \cdot (\mu + L - 1) \geq A_r \cdot G \cdot L \quad (105)$$

Nos sistemas CDMA, o código de espalhamento do usuário desejado  $m$  pode ser utilizado para reduzir a matriz de ambigüidade ( $M \times M$ ) a um escalar complexo [WP98a], resultando na relação de ortogonalidade:

$$\tilde{\Xi} \cdot \tilde{\mathbf{H}} = 0 \Leftrightarrow \tilde{\Xi} \cdot \mathbf{C}_m \cdot \tilde{\mathbf{p}}_m = 0 \quad (106)$$

Onde,

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{p}}_m &= [\mathbf{p}_m(0)^T, \dots, \mathbf{p}_m(\rho_m)^T]^T_{A_r \cdot (\rho_m + 1) \times 1} \\ \mathbf{C}_m &= [\tilde{\mathbf{C}}_m \otimes \mathbf{I}_{A_r}]_{A_r \cdot L \cdot G \times A_r \cdot (\rho_m + 1)} \\ \tilde{\mathbf{C}}_m &= \begin{bmatrix} c_m(0) & & & \mathbf{0} \\ \vdots & c_m(0) & & \\ c_m(G-1) & \vdots & \ddots & c_m(0) \\ & c_m(G-1) & & \vdots \\ & & \ddots & c_m(G-1) \\ \mathbf{0} & \dots & \dots & \mathbf{0} \end{bmatrix}_{L \cdot G \times (\rho_m + 1)} \end{aligned}$$

$\otimes$  é o produto de Kronecker

Deste modo, é possível identificar  $\tilde{\mathbf{p}}_m$ , a menos de um fator multiplicativo complexo, a partir do subespaço nulo de  $\tilde{\Xi} \cdot \mathbf{C}_m$  [WP98a], dado que  $\mu$  seja tal que:

$$(A_r \cdot G \cdot \mu - \xi) \cdot (\mu + L - 1) \geq A_r \cdot (\rho_m + 1) \quad (107)$$

Note que a identificação do canal apresentada, baseada no método de subespaço, segue uma abordagem cega, ou seja, não requer o emprego de símbolos de treinamento (sendo necessário, entretanto, que o código de espalhamento do usuário desejado seja conhecido *a priori* pelo receptor).

Uma vez obtido o vetor  $\tilde{\mathbf{p}}_m$ , é possível determinar o vetor de correlação cruzada apresentado em (94) [WP98a] através de:

$$\hat{\mathbf{P}}_{N_s}^m = \mathbf{C}_m \cdot \tilde{\mathbf{p}}_m \quad (108)$$

Em [PH01a], foi apresentado um método de identificação de canal semicego que permite eliminar a ambigüidade resultante do fator multiplicativo complexo do processo baseado em subespaço que resultou em (108). O método é baseado no seguinte critério de otimização de LS semicego regularizado [KFFM97], [MDCM95]:

$$\hat{\mathbf{p}}_m = \arg \min_{\mathbf{p}} \frac{1}{A_r \cdot G \cdot N_t} \underbrace{\left\| \mathbf{r}_{N_t} - \mathbf{X}_{N_t}^m \cdot \mathbf{p} \right\|^2}_{\text{Training-Based}} + \tilde{\alpha} \cdot \underbrace{(\mathbf{p}^H \cdot \tilde{\mathbf{\Pi}}_m \cdot \mathbf{p})}_{\text{Blind-Based}} \quad (109)$$

Onde,

$\tilde{\alpha}$  é uma constante positiva

$N_t$  é a quantidade de símbolos de treinamento transmitida

$$\mathbf{r}_{N_t} = [\mathbf{r}(0)^T, \dots, \mathbf{r}((N_t - 1) \cdot G)^T]^T$$

$$\mathbf{X}_{N_t}^m = [\tilde{\mathbf{X}}_{N_t}^m \otimes \mathbf{I}_{A_r}]_{A_r \cdot G \cdot N_t \times A_r \cdot (\rho_m + 1)}$$

$$\tilde{\mathbf{X}}_{N_t}^m = \begin{bmatrix} x_m(0) & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & x_m(0) & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_m((N_t - 1) \cdot G) & \vdots & \cdots & x_m((N_t - 1) \cdot G - \rho_m) \end{bmatrix}$$

$$x_m(n) = \sum_{k=0}^{N_s-1} b_m(k) \cdot c_m(n - k \cdot G)$$

$$\tilde{\mathbf{\Pi}}_m = \mathbf{C}_m^H \cdot \tilde{\mathbf{\Xi}}^H \cdot \tilde{\mathbf{\Xi}} \cdot \mathbf{C}_m$$

A solução de (109) é dada por [MDCM95]:

$$\hat{\mathbf{p}}_m = \left( \frac{1}{A_r \cdot G \cdot N_t} \cdot \mathbf{X}_{N_t}^{m^H} \cdot \mathbf{X}_{N_t}^m + \tilde{\alpha} \cdot \mathbf{\Pi}_m \right) \cdot \left( \frac{1}{A_r \cdot G \cdot N_t} \cdot \mathbf{X}_{N_t}^{m^H} \mathbf{r}_{N_t} \right) \quad (110)$$

Uma vez estimado  $\tilde{\mathbf{p}}_m$ , pode-se obter o vetor de coeficientes do filtro espaço-temporal  $\mathbf{w}_{sub,m}$  para desempenhar a equalização espaço-temporal do sinal do usuário de interesse  $m$ , através do método de subespaço [vTP97]:

$$\hat{\mathbf{w}}_{sub,m} = \hat{\mathbf{U}}_s \cdot \hat{\mathbf{\Lambda}}_s^{-1} \cdot \hat{\mathbf{U}}_s^H \cdot \mathbf{C}_m \cdot \hat{\mathbf{p}}_m = \mathbf{\Gamma} \cdot \mathbf{C}_m \cdot \hat{\mathbf{p}}_m \quad (111)$$

Em [PH01a], foi apresentado um algoritmo iterativo de LS regularizado semicego que utiliza o vetor  $\mathbf{w}_{sub,m}$  no processo de inicialização. O algoritmo proposto, denominado SBCMACI, utiliza uma quantidade limitada de símbolos de treinamento e usa as propriedades de módulo constante (CM) do sinal transmitido através da função não linear  $\frac{\mathbf{w}_m^{(i)H} \cdot \mathbf{r}_\mu(N_t)}{|\mathbf{w}_m^{(i)H} \cdot \mathbf{r}_\mu(N_t)|}$  para criar  $N_s - N_t$  pseudo-símbolos, aumentando o conjunto de símbolos de treinamento disponíveis. O algoritmo resultante é descrito a seguir:

1. Inicializar

$$\mathbf{w}_m^{(0)} = \mathbf{w}_{sub,m} \quad (112)$$

2. Gerar  $\tilde{b}_m^{(i)}$ , uma seqüência composta por  $N_t$  símbolos de treinamento e  $N_s - N_t$  símbolos estimados:

$$\tilde{\mathbf{b}}_m^{(i)} = \left\{ b_m(0), \dots, b_m(N_t - 1), \frac{\mathbf{w}_m^{(i)H} \cdot \mathbf{r}_\mu(N_t)}{|\mathbf{w}_m^{(i)H} \cdot \mathbf{r}_\mu(N_t)|}, \dots, \frac{\mathbf{w}_m^{(i)H} \cdot \mathbf{r}_\mu(N_s - 1)}{|\mathbf{w}_m^{(i)H} \cdot \mathbf{r}_\mu(N_s - 1)|} \right\} \quad (113)$$

3. Calcular

$$\mathbf{w}_m^{(i+1)} = \mathbf{\Gamma} \cdot \left[ \frac{1}{N_s} \cdot \sum_{k=0}^{N_s-1} \tilde{\mathbf{b}}_m^{(i)*}(k) \cdot \mathbf{r}_\mu(k) \right] = \mathbf{\Gamma} \cdot \tilde{\mathbf{p}}_{N_s}^{m(i)} \quad (114)$$

4. Determinar

$$\varepsilon(i) = \frac{\|\mathbf{w}_m^{(i+1)} - \mathbf{w}_m^{(i)}\|^2}{\|\mathbf{w}_m^{(i)}\|^2} \quad (115)$$

5. Repetir (113) a (115) até  $\varepsilon(i) < \varepsilon_w$

Onde,  $\varepsilon_w$  é o erro desejado para interromper o processo iterativo

### 4.3 Resultados de Simulação

Nesta seção, é investigado o desempenho dos receptores espaço-temporais para formatação de feixe e para diversidade, apresentados neste capítulo, aplicados ao *uplink* de um sistema W-CDMA assíncrono. Considera-se que o sistema opera em 2 GHz e emprega espalhamento espectral complexo com taxa de chip igual a 3.84 Mcps e diferentes ganhos de processamento. Os usuários são modulados em QPSK e transmitem quadros distintos (diferentes quantidades de símbolos) dependendo do algoritmo de adaptação empregado.

Nesta análise, assume-se que, para os receptores BST, a ERB usa um arranjo de antenas circular com os elementos igualmente espaçados de  $\lambda_c/2$ . Enquanto que, para os receptores DST, a ERB emprega um arranjo de antenas linear com os elementos suficientemente espaçados para garantir que os sinais recebidos pelos elementos sejam não-correlacionados.

Os modelos de canal adotados durante as simulações são baseados nas abordagens apresentadas nas subseções 4.1.1 e 4.1.2, associadas aos modelos de *tapped delay line*, para ambientes macrocelulares e GBSB elíptico, para ambientes microcelulares. Assume-se que o canal de propagação é fixo durante um quadro (abordagem quase estática). Para as simulações em ambientes macrocelulares, as amplitudes, os atrasos, as fases e os AOA dos componentes de multipercurso dos sinais transmitidos são obtidos aleatoriamente a cada quadro. Assume-se que as amplitudes dos multipercursos apresentam uma distribuição de Rayleigh, enquanto que os atrasos, as fases e os AOA seguem uma distribuição uniforme. Considera-se ainda que o *angle spread* máximo é igual a  $\pi/3$  (a menos que se especifique o contrário). Para as simulações em ambientes microcelulares, as características geométricas da célula são suficientes para caracterizar o modelo (quantidade de componentes de multipercurso especificada nas simulações). Assim, considera-se uma célula de raio igual a 500 m, onde os usuários são aleatoriamente posicionados entre 50 e 500 m ( $50 \leq \tilde{d}_m \leq 500$ ) e com ângulos entre  $[-\pi/2 \ \pi/2]$ . Para ambos os ambientes, a diferença máxima entre os atrasos de propagação dos multipercursos de um dado usuário é igual a  $1.67 \ \mu\text{s}$  ( $\approx 7$  chips).

### 4.3.1 Receptores BST-HRLS em Ambientes Microcelulares

Os resultados apresentados aqui, descrevem o desempenho do receptor BST-HRLS, proposto em [CSJ02b], em ambientes microcelulares. Foram considerados diferentes quantidades de símbolos de treinamento e diferentes estruturas hierárquicas. O receptor BST-RLS [CSJ02b], que emprega o algoritmo ST-RLS (descrito no capítulo 3) no processo de determinação do filtro espaço-temporal, é utilizado como referência de desempenho.

Nas simulações, são utilizados 3 e 5 usuários ( $M = 3, 5$ ) por célula, cada um empregando espalhamento complexo com códigos aleatórios e ganhos de processamento iguais a 7, 9 e 15 ( $G = 7, 9, 15$ ). Cada quadro é composto por 500 símbolos ( $N_s = 500$ ) e dependendo da simulação são avaliados 1000 ou 2000 quadros por parâmetro avaliado. Os receptores BST-RLS e BST-HRLS empregam  $\lambda_{rls} = 0.99$  e  $\lambda_{hrls} = 0.99$ , respectivamente.

Nas figuras 16 e 17, são apresentados os desempenhos dos receptores BST-HRLS e BST-RLS variando o número de símbolos de treinamento, para um sistema com 3 usuários e  $SNR = 5$  dB, sujeito a um canal de desvanecimento com 2 multipercursos, considerando  $A_r = 7$ ,  $G = 7$  e  $A_r = 9$ ,  $G = 9$ , respectivamente. Analisando os resultados, verifica-se que o BST-HRLS oferece um ganho de desempenho, em relação ao BST-RLS, a partir de 30 e 40 símbolos de treinamento, respectivamente. Ambos os métodos apresentam instabilidade enquanto a matriz de correlação é mal condicionada (número de iterações menor que a quantidade de seus autovalores) [Hay96]. Entretanto, devido a estrutura hierárquica do BST-HRLS, a quantidade de autovalores por matriz de correlação é reduzida, fazendo com que ele convirja mais rapidamente que o BST-RLS.

Nas figuras 18 e 19, são apresentados os desempenhos dos receptores BST-HRLS e BST-RLS variando o número de símbolos de treinamento, para um sistema com 5 usuários e  $SNR = 7$  dB, sujeito a um canal de desvanecimento com 4 multipercursos, considerando  $A_r = 7$ ,  $G = 7$  e  $A_r = 9$ ,  $G = 9$ , respectivamente. Pode-se notar que o ganho de desempenho proporcionado pelo BST-RLS fica restrito às faixas de símbolos de treinamento entre 30 e 90 e en-

tre 60 e 160, respectivamente. Deste modo, pode-se concluir que à medida que o número de componentes de multipercurso aumenta, o ganho de desempenho oferecido pelo BST-HRLS diminui. Isto ocorre devido ao aumento da correlação entre os sinais que alimentam os subfiltros que compõem o BST-HRLS [Ahg01].

As figuras 20 e 21, apresentam os desempenhos dos receptores BST-HRLS e BST-RLS em função da SNR, para um sistema com 5 usuários sujeito a um canal de desvanecimento com 4 multipercursos, para  $A_r = 7$ ,  $G = 7$  e  $N_t = 50$  e para  $A_r = 9$ ,  $G = 9$  e  $N_t = 100$ , respectivamente. A quantidade de símbolos de treinamento empregada, foi escolhida com o intuito de oferecer um bom compromisso entre desempenho e redução do *throughput*. Assim, para o receptor BST-HRLS empregando  $A_r = 7$  e  $G = 7$ , a quantidade de símbolos de treinamento usada é limitada a 10% ( $N_t = 50$ ) da quantidade total de símbolos transmitida por quadro. Enquanto que para o receptor BST-HRLS empregando  $A_r = 9$  e  $G = 9$ , a quantidade de símbolos de treinamento usada é limitada a 20% ( $N_t = 100$ ) da quantidade total de símbolos transmitida por quadro.

Embora o receptor BST-HRLS apresente uma rápida convergência, quando comparada àquela obtida pelo receptor BST-RLS, deve-se considerar que seu desempenho depende, além da quantidade de símbolos de treinamento disponível e de antenas empregada, da correlação entre os componentes de multipercurso do sinal recebido e da quantidade de usuários interferentes. Assim, o ganho de desempenho oferecido pelo receptor BST-HRLS é obtido apenas para condições particulares, onde a correlação entre os sinais nas entradas dos subfiltros da estrutura hierárquica é baixa, a quantidade de usuários interferentes é pequena ou a quantidade de símbolos de treinamento se encontra em faixas determinadas que não são suficientes para o receptor BST-RLS convergir. No contexto geral, para canais de propagação com desvanecimento seletivo em frequência compostos por um número elevado de componentes de multipercurso, o desempenho do receptor BST-HRLS é normalmente inferior ao oferecido pelo receptor BST-RLS (assumindo que haja uma quantidade suficiente de símbolos de treinamento para o receptor BST-RLS convergir).



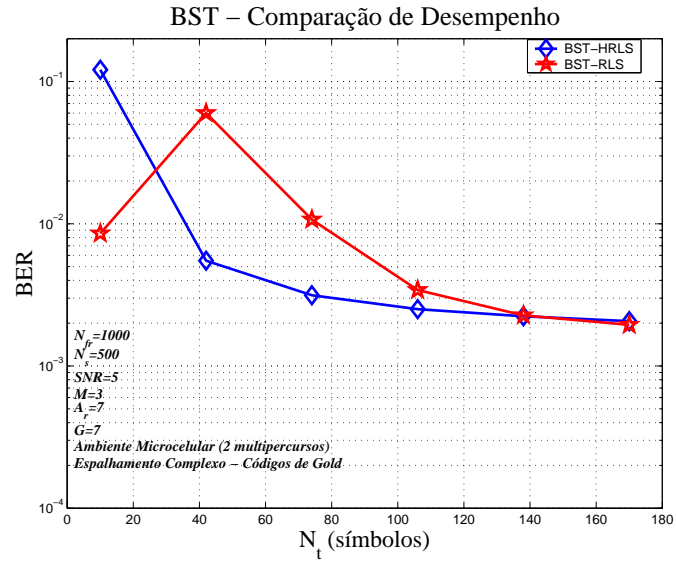


Figura 16: BER dos receptores BST-HRLS e BST-RLS em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal de 2 multipercursos ( $SNR = 5$ ,  $M = 3$ ,  $A = 7$  e  $G = 7$ )

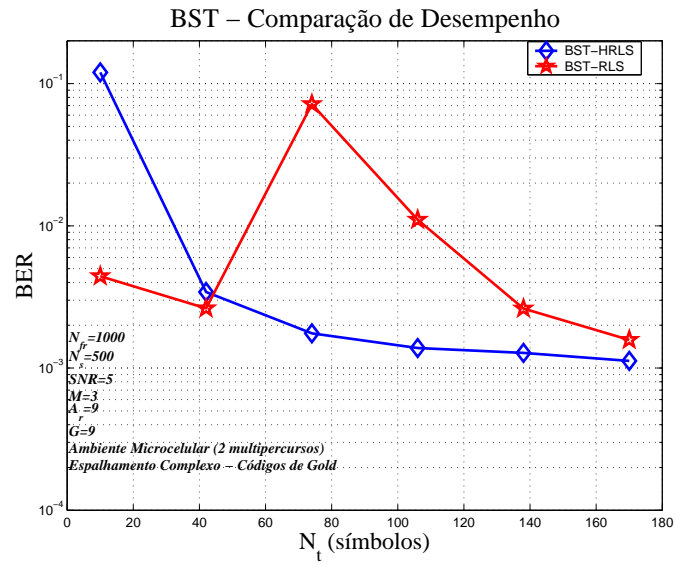


Figura 17: BER dos receptores BST-HRLS e BST-RLS em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal de 2 multipercursos ( $SNR = 5$ ,  $M = 3$ ,  $A = 9$  e  $G = 9$ )

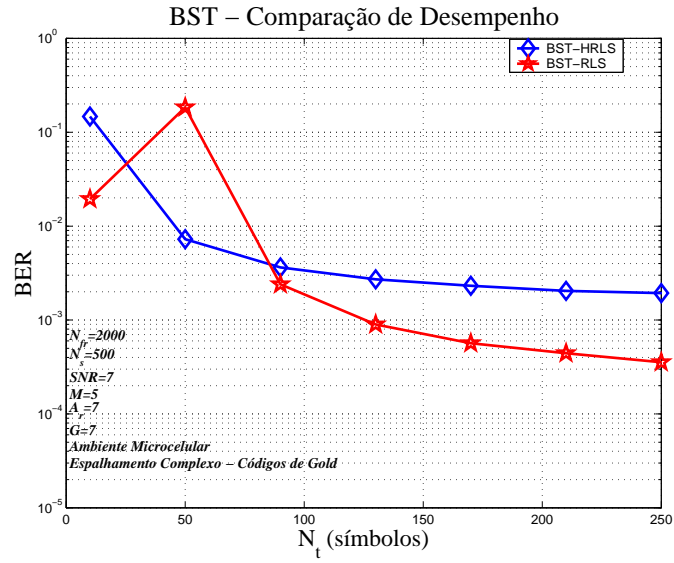


Figura 18: BER dos receptores BST-HRLS e BST-RLS em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 4 multipercursos ( $SNR = 7$ ,  $M = 5$ ,  $A = 7$  e  $G = 7$ )

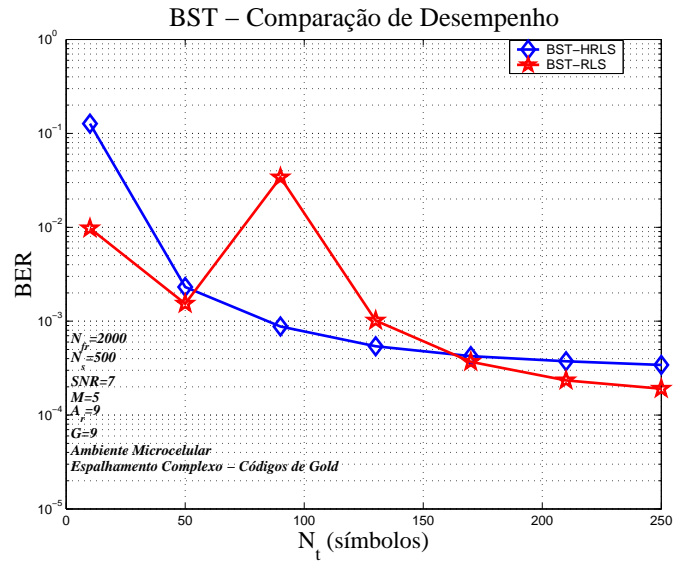


Figura 19: BER dos receptores BST-HRLS e BST-RLS em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 4 multipercursos ( $SNR = 7$ ,  $M = 5$ ,  $A = 9$  e  $G = 9$ )

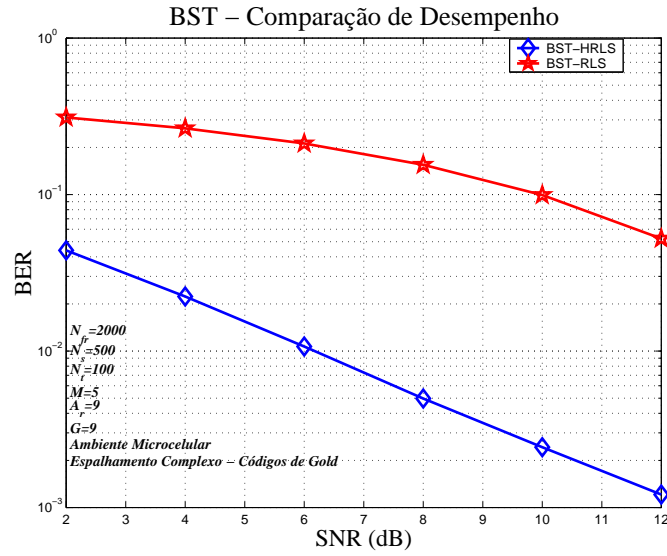


Figura 20: BER dos receptores BST-HRLS e BST-RLS em função da  $SNR$  para um canal com 4 multipercursos ( $N_t = 50$ ,  $M = 5$ ,  $A = 7$  e  $G = 7$ )

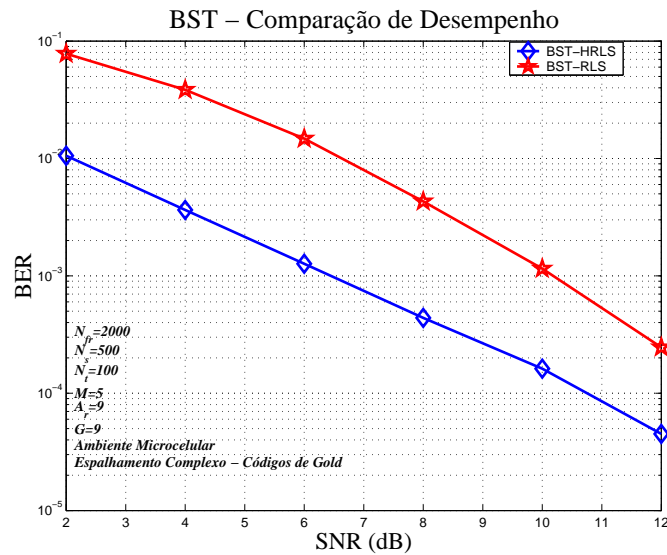


Figura 21: BER dos receptores BST-HRLS e BST-RLS em função da  $SNR$  para um canal com 4 multipercursos ( $N_t = 100$ ,  $M = 5$ ,  $A = 9$  e  $G = 9$ )

### 4.3.2 Receptores BST-SBCMACI em Ambientes Macrocelulares

Os resultados apresentados aqui, descrevem o desempenho do receptor semicego para formatação de feixe BST-SBCMACI, proposto em [CSJ02c], em ambientes macrocelulares, considerando a presença de 3 componentes de multipercurso. As análises elaboradas consideram diferentes números de símbolos de treinamento, diferentes quantidades de antenas e diferentes cenários de *Near-Far*. Assim como na subseção anterior, o receptor BST-RLS também é usado como parâmetro de comparação de desempenho.

As simulações assumem que a célula analisada é composta por 8 usuários ( $M = 8$ ), cada um transmitindo a uma taxa de 240 kbps e empregando espalhamento complexo com códigos aleatórios e ganho de processamento igual a 16 ( $G = 16$ ). Cada quadro é composto por 200 símbolos ( $N_s = 200$ ) e os resultados apresentados são obtidos pelo processamento de 1000 quadros (para cada parâmetro avaliado). Assume-se os parâmetros de simulação  $\mu = 1$ ,  $L = 2$ ,  $\tilde{\alpha} = 0.04$  e  $\varepsilon_w = 10^{-5}$ , para o receptor BST-SBCMACI e  $\lambda_{rls} = 0.99$ , para o receptor BST-RLS. Foram avaliados três níveis diferentes de relação de *Near-Far* ( $NFR = \gamma_{u \neq m} / \gamma_m$ ): 0, 5 e 10 dB.

Na figura 22, é apresentado o desempenho do receptor BST-SBCMACI variando o número de símbolos de treinamento para uma  $SNR = 6$  dB, considerando um arranjo de antenas com quantidades diferentes de elementos ( $A_r = 3, 4, 5, 6, 7$  e  $9$ ). Analisando os resultados obtidos, pode-se verificar que é possível reduzir a MAI e a ISI e explorar a diversidade de percurso com poucos símbolos de treinamento. Pode-se também notar a degradação do desempenho para sistemas sobrecarregados ( $A_r < M$ ). Outro resultado importante é que aumentando o número de antenas é possível melhorar o desempenho sem a necessidade de aumentar o número de símbolos de treinamento.

Na figura 23, são apresentados os desempenhos dos receptores BST-SBCMACI e BST-RLS variando o número de símbolos de treinamento para um arranjo de antenas com 9 elementos ( $A_r = 9$ ) e uma  $SNR = 6$  dB, considerando diferentes cenários de *Near-Far* ( $NFR = 0, 5$  e  $10$  dB). Os resultados

mostram que o receptor BST-SBCMACI apresenta um desempenho significativamente melhor que o receptor BST-RLS e uma boa resistência ao efeito de *Near-Far*. O bom desempenho face ao efeito de *Near-Far* requer, entretanto, uma quantidade maior de símbolos de treinamento em relação àquela necessária quando as potências recebidas de todos os usuários estão equalizadas.

Na figura 24, é apresentada uma comparação de desempenho entre os receptores BST-SBCMACI e BST-RLS variando a  $SNR$  para diferentes quantidades de símbolos de treinamento e para diferentes cenários de *Near-Far* ( $NFR = 0$  e 5 dB). Novamente o desempenho do receptor BST-SBCMACI é bastante superior ao apresentado pelo receptor BST-RLS quando a quantidade de símbolos de treinamento é limitada. Verifica-se ainda que o receptor BST-SBCMACI apresenta um patamar de erro residual quando são empregados apenas 5 símbolos de treinamento e a relação de *Near-Far* é igual a 5 dB. Entretanto, aumentando a quantidade de símbolos de treinamento, o efeito de patamar é reduzido, permitindo ao receptor BST-SBCMACI atingir as mesmas figuras de desempenho obtidas quando a relação de *Near-Far* é igual a 0 dB.

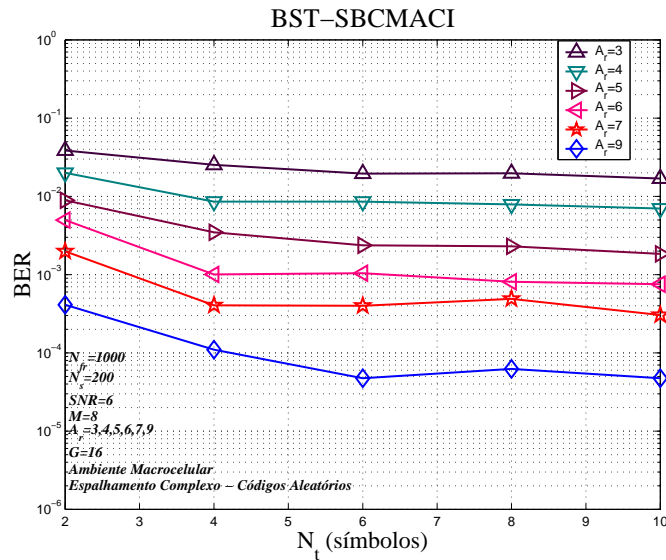


Figura 22: BER do receptor BST-SBCMACI em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e de antenas ( $A_r$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $SNR = 6$ ,  $M = 8$  e  $G = 16$ )

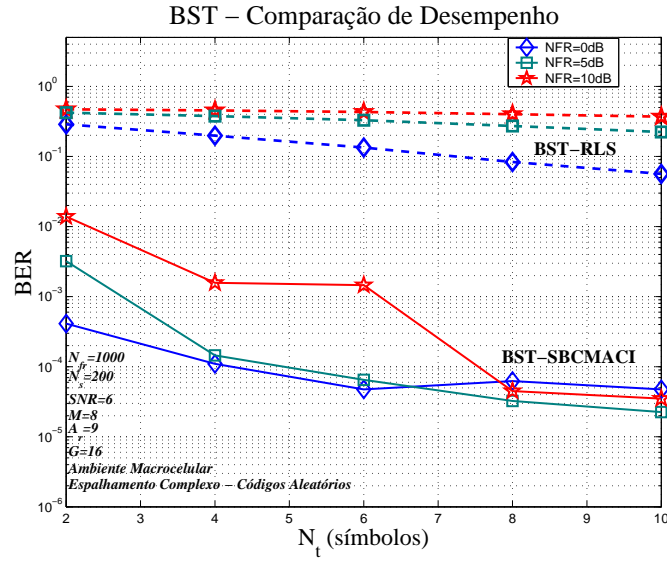


Figura 23: BER dos receptores BST-SBCMACI e BST-RLS em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $SNR = 6$ ,  $M = 8$ ,  $A_r = 9$  e  $G = 16$ )

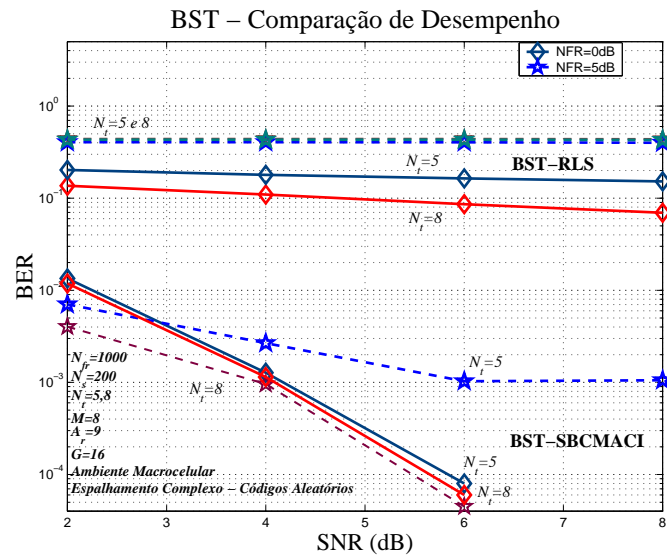


Figura 24: BER dos receptores BST-SBCMACI e BST-RLS em função da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $M = 8$ ,  $A_r = 9$  e  $G = 16$ )

### 4.3.3 Receptores BST-SBCMACI em Ambientes Microcelulares

Os resultados apresentados aqui, descrevem o desempenho do receptor semicego para formatação de feixe BST-SBCMACI em ambientes microcelulares, considerando a presença de 4 componentes de multipercurso [CSJ02a]. Assim, como na análise em canais macrocelulares, o receptor BST-RLS também é usado como referência de desempenho.

As simulações assumem que a célula analisada é composta por 8 usuários ( $M = 8$ ), cada um transmitindo a uma taxa de 256 kbps e empregando espalhamento complexo com códigos de Gold-like e ganho de processamento igual a 15 ( $G = 15$ ). Cada quadro é composto por 200 símbolos ( $N_s = 200$ ) e os resultados apresentados são obtidos pelo processamento de 500 quadros por parâmetro avaliado. Para as simulações apresentadas,  $\mu = 1$ ,  $L = 2$ ,  $\tilde{\alpha} = 0.01$  e  $\varepsilon_w = 10^{-5}$ , para o receptor BST-SBCMACI e  $\lambda_{rls} = 0.99$ , para o receptor BST-RLS. Foram avaliados dois níveis de NFR: 0 e 5 dB.

Na figura 25, é apresentado o desempenho do receptor BST-SBCMACI variando o número de símbolos de treinamento para um arranjo de antenas com um número diferente de elementos ( $A_r = 4, 6, 8$  e  $9$ ), considerando uma  $SNR = 6$  dB. Analisando os resultados obtidos, pode-se verificar que o receptor BST-SBCMACI também oferece um bom desempenho em canais microcelulares. Verifica-se ainda que, aumentando o número de antenas, é possível melhorar consideravelmente o desempenho do receptor sem a necessidade de aumentar o número de símbolos de treinamento.

Nas figuras 26 e 27, são apresentados os desempenhos dos receptores BST-SBCMACI e BST-RLS para diferentes cenários de *Near-Far* ( $NFR = 0$  e  $5$  dB), considerando um arranjo de antenas com 9 elementos ( $A_r = 9$ ) e variando o número de símbolos de treinamento e a  $SNR$ , respectivamente. Os resultados obtidos mostram que o receptor BST-SBCMACI apresenta um desempenho bastante superior que o receptor BST-RLS e uma boa resistência ao efeito de *Near-Far*. Assim, como verificado para ambientes de propagação macrocelulares, o bom desempenho face ao efeito de *Near-Far* em ambientes

microcelulares também requer uma quantidade ligeiramente maior de símbolos de treinamento em relação àquela necessária quando as potências recebidas de todos os usuários são iguais ( $NFR = 0$  dB).

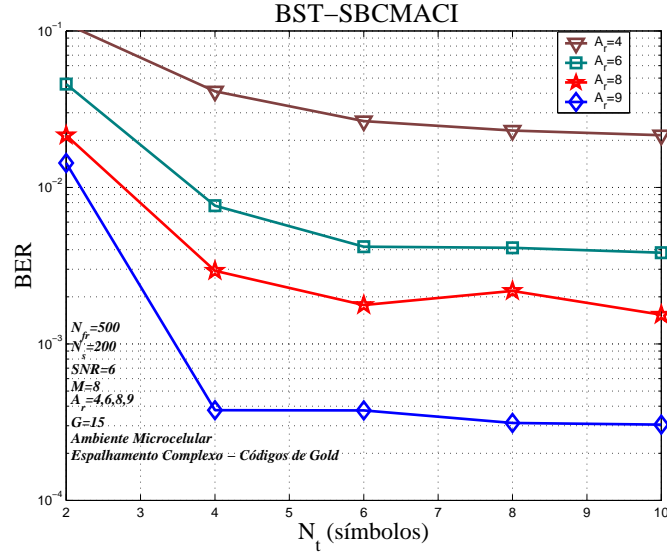


Figura 25: BER dos receptores BST-SBCMACI e BST-RLS em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e de antenas ( $A_r$ ) para um canal com 4 multipercursos ( $SNR = 6$ ,  $M = 8$ ,  $A_r = 9$  e  $G = 15$ )

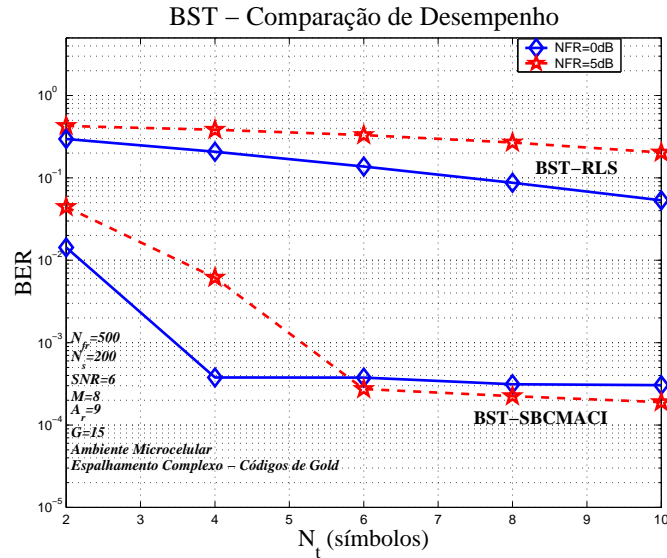


Figura 26: BER dos receptores BST-SBCMACI e BST-RLS em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 4 multipercursos ( $SNR = 6$ ,  $M = 8$ ,  $A_r = 9$  e  $G = 15$ )



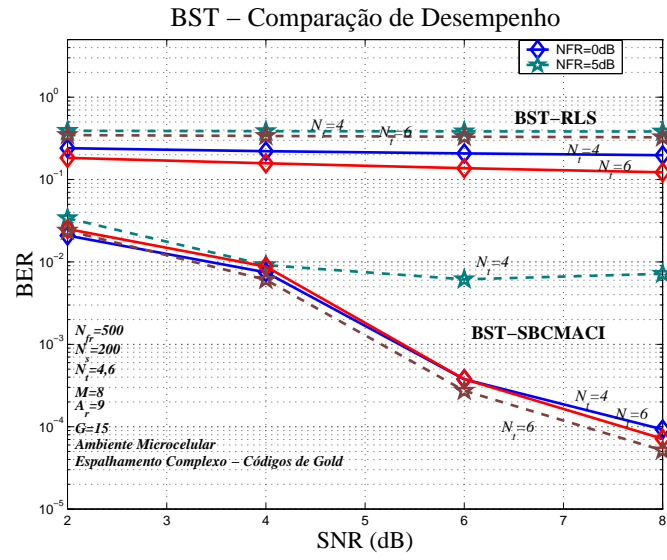


Figura 27: BER dos receptores BST-SBCMACI e BST-RLS em função da  $SNR$  para um canal com 4 multipercursos ( $M = 8$ ,  $A_r = 9$  e  $G = 15$ )

#### 4.3.4 Comparação entre Receptores BST-SBCMACI e DST-SBCMACI em Ambientes Macrocelulares

Nesta subseção, é apresentada uma comparação de desempenho entre os receptores para formação de feixe BST-SBCMACI e os receptores para diversidade DST-SBCMACI em ambientes macrocelulares constituídos por 4 componentes de multipercurso. As simulações assumem que a célula analisada é composta por 5 e 8 usuários ( $M = 5, 8$ ), cada um empregando espalhamento complexo com códigos de Gold e Gold-like e ganhos de processamento iguais a 7 e 15 ( $G = 7, 15$ ), respectivamente. Cada quadro é composto por 200 símbolos ( $N_s = 200$ ) e são processados 1000 quadros por parâmetro avaliado. Para as simulações apresentadas,  $\mu = 1$ ,  $L = 2$ ,  $\tilde{\alpha} = 0.01$  e  $\varepsilon_w = 10^{-5}$ .

Na figura 28, são apresentados os desempenhos dos receptores BST-SBCMACI e DST-SBCMACI em função da  $SNR$  e do *angle spread* do canal, considerando 8 usuários ( $M = 8$ ), um arranjo de antenas com 9 elementos ( $A_r = 9$ ), um ganho de processamento igual a 7 ( $G = 7$ ) e 8 símbolos de treinamento ( $N_t = 8$ ). Os resultados mostram que, à medida que a  $SNR$  diminui e/ou o *angle spread* aumenta, o desempenho do BST-SBCMACI supera aquele obtido pelo DST-SBCMACI. Por exemplo, para uma  $BER = 1 \cdot 10^{-2}$  e um *angle spread* =  $\pi$  e  $2\pi/3$ , o BST-SBCMACI oferece um ganho de desempenho, em relação ao DST-SBCMACI, de aproximadamente 1 dB e 0.5 dB, respectivamente. Enquanto que para um *angle spread* =  $\pi/3$ , há uma redução de desempenho de aproximadamente 0.5 dB em relação ao DST-SBCMACI.

Na figura 29, são apresentados os desempenhos dos receptores BST-SBCMACI e DST-SBCMACI em função da  $SNR$  e do *angle spread* do canal, considerando 8 usuários ( $M = 8$ ), um arranjo de antenas com 9 elementos ( $A_r = 9$ ), 8 símbolos de treinamento ( $N_t = 8$ ), porém para um ganho de processamento igual a 15 ( $G = 15$ ). As conclusões obtidas são as mesmas apresentadas anteriormente para um ganho de processamento igual a 7 ( $G = 7$ ), ou seja, à medida que a  $SNR$  diminui ou o *angle spread* aumenta, o desempenho do BST-SBCMACI supera aquele obtido pelo DST-SBCMACI.

Na figura 30, são apresentados os desempenhos dos receptores BST-SBCMACI e DST-SBCMACI em função da  $SNR$  e do *angle spread* do canal, considerando um arranjo de antenas com 9 elementos ( $A_r = 9$ ), um ganho de processamento igual a 15 ( $G = 15$ ), 8 símbolos de treinamento ( $N_t = 8$ ), porém com apenas 5 usuários ( $M = 5$ ). Analisando os resultados apresentados, pode-se concluir que, embora ainda seja válido afirmar que o desempenho do receptor BST-SBCMACI aumenta à medida que a  $SNR$  diminui ou o *angle spread* aumenta, devido à redução da interferência (diminuição do número de usuários), é necessário um *angle spread* maior para obter os mesmos ganho de desempenho apresentados para o caso de 8 usuários. Por exemplo, para um *angle spread* =  $2\pi/3$ , os receptores BST-SBCMACI e DST-SBCMACI apresentam aproximadamente o mesmo desempenho para uma  $SNR = 4.5$  dB, o que representa uma redução do ganho de desempenho do BST-SBCMACI de aproximadamente 3.5 dB.

Na figura 31, são apresentados os desempenhos dos receptores BST-SBCMACI e DST-SBCMACI em função da  $SNR$  e do *angle spread* do canal, considerando 8 usuários ( $M = 8$ ), um ganho de processamento igual a 15 ( $G = 15$ ), 8 símbolos de treinamento ( $N_t = 8$ ), porém empregando agora um arranjo de antenas com 6 elementos ( $A_r = 6$ ). Analisando os resultados apresentados, pode-se concluir que, embora ainda seja válido afirmar que o desempenho do receptor BST-SBCMACI aumenta à medida que a  $SNR$  diminui, devido ao número de usuários ser maior que o número de elementos do arranjo de antenas, torna-se complexo explorar o aumento do *angle spread* do canal para obter ganhos de desempenho. Assim, para o caso analisado, o desempenho dos receptores BST-SBCMACI e DST-SBCMACI é bastante similar mesmo para canais com um *angle spread* elevado. Pode-se estender as conclusões obtidas, considerando que à medida que o número de elementos do arranjo de antenas diminui, para um dado número de usuários maior que o número de elementos do arranjo, o receptor DST-SBCMACI irá apresentar um desempenho superior ao obtido pelo receptor BST-SBCMACI.

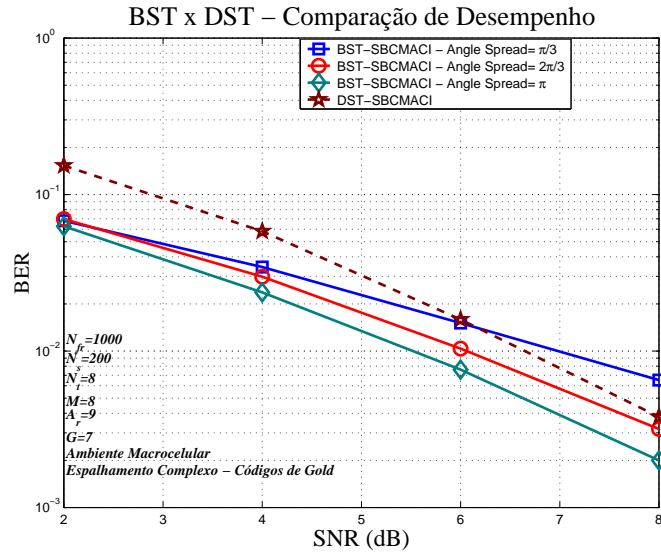


Figura 28: BER dos receptores BST-SBCMACI e do DST-SBCMACI em função da  $SNR$  ( $M = 8$ ,  $A_r = 9$ ,  $G = 7$ ,  $N_t = 8$  e  $L_m = 4$ )

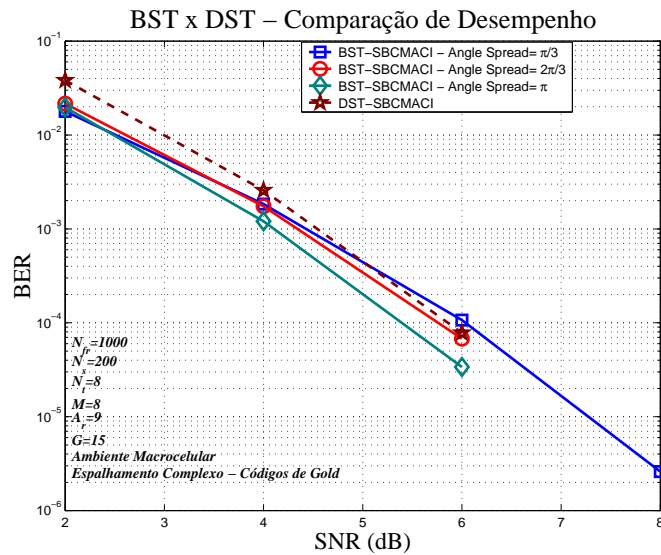


Figura 29: BER dos receptores BST-SBCMACI e do DST-SBCMACI em função da  $SNR$  ( $M = 8$ ,  $A_r = 9$ ,  $G = 15$ ,  $N_t = 8$  e  $L_m = 4$ )

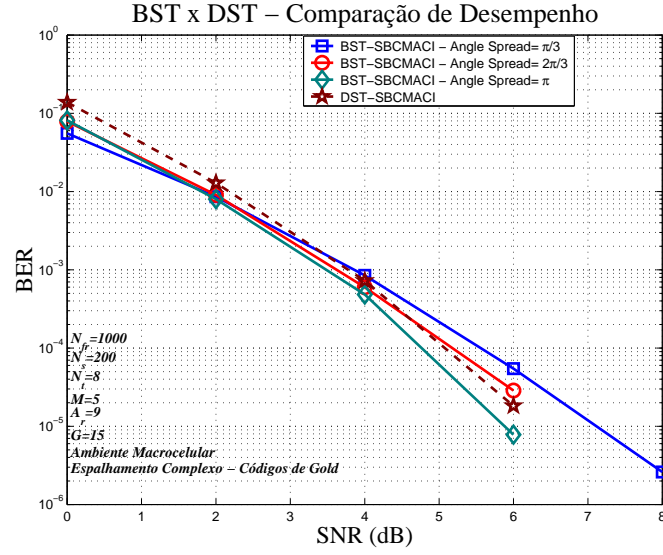


Figura 30: BER dos receptores BST-SBCMACI e do DST-SBCMACI em função da  $SNR$  ( $M = 5$ ,  $A_r = 9$ ,  $G = 15$ ,  $N_t = 8$  e  $L_m = 4$ )

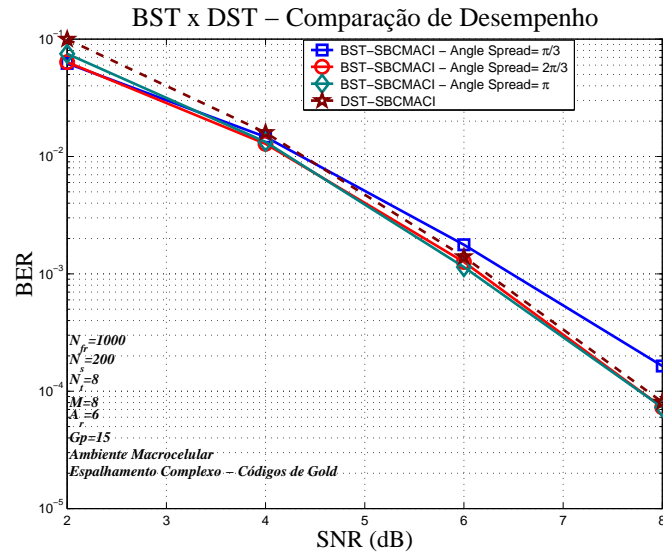


Figura 31: BER dos receptores BST-SBCMACI e do DST-SBCMACI em função da  $SNR$  ( $M = 8$ ,  $A_r = 6$ ,  $G = 15$ ,  $N_t = 8$  e  $L_m = 4$ )

## 4.4 Resumo do Capítulo e Principais Comentários

Neste capítulo, as técnicas espaço-temporais empregadas na recepção para formatação de feixe e para diversidade, discutidas no capítulo anterior, foram estendidas para aplicações em sistemas W-CDMA utilizando códigos curtos. A estrutura temporal dos códigos de espalhamento empregados nos sistemas W-CDMA, bem como suas propriedades de autocorrelação e de correlação cruzada, podem ser utilizadas na identificação e separação dos componentes de multipercurso dos sinais provenientes de diferentes usuários, possibilitando uma supressão eficiente da MAI e da ISI, mesmo nas situações onde ocorrem sobreposição espacial dos usuários ou de seus componentes de multipercurso.

Assim, como no capítulo anterior, foram desenvolvidos dois modelos de sistema para analisar o desempenho das estruturas espaço-temporais de recepção baseadas nas técnicas de formatação de feixe e de diversidade. Com o objetivo de reduzir a quantidade de símbolos de treinamento (necessários na determinação dos filtros espaço-temporais que integram as estruturas de recepção analisadas), foram apresentadas as estruturas hierárquicas BST-HRLS e DST-HRLS e as estruturas semicegas BST-SBCMACI e DST-SBCMACI.

Os resultados de simulação mostraram que a estrutura hierárquica de recepção BST-HRLS, destinada à formatação de feixe, apresenta uma convergência rápida quando comparada àquela obtida pela estrutura convencional BST-RLS. Entretanto, para as situações onde os sinais de entrada dos subfiltros que compõem a estrutura BST-HRLS são correlacionados e há uma quantidade suficiente de símbolos de treinamento para a convergência da estrutura BST-RLS, o desempenho da estrutura hierárquica se torna inferior ao obtido pela estrutura convencional.

Por outro lado, as estruturas semicegas de recepção BST-SBCMACI e DST-SBCMACI, destinadas à formatação de feixe e à diversidade, respectivamente, se mostraram bastante eficientes na redução da quantidade de símbolos de treinamento, além de proporcionarem um excelente desempenho em diferentes ambientes de propagação com diferentes condições de *Near Far*.

As técnicas de formação de feixe propostas para sistemas W-CDMA, ao contrário do que ocorreu para os sistemas convencionais apresentados no capítulo 3, ofereceram bom desempenho (devido fundamentalmente as características dos códigos de espalhamento). As comparações entre as estruturas BST-SBCMACI e DST-SBCMACI, mostraram que é possível obter um ganho de desempenho utilizando as técnicas de formação de feixe, face às técnicas de diversidade, à medida que ocorre um aumento do *angle spread* do canal e/ou uma diminuição da SNR.

## 5 ESTRUTURAS ESPAÇO-TEMPORAIS APLICADAS NA TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO

Os futuros sistemas de comunicação sem fio prometem oferecer uma grande variedade de serviços multimídia que necessitam de transmissões confiáveis de alta taxa. Para atingir este requisito, torna-se indispensável a utilização de canais de MIMO, já que a capacidade destes canais mostra-se muito superior às obtidas por canais de SISO em ambientes com desvanecimento.

A teoria da informação mostra que usando  $A_t$  antenas de transmissão e  $A_r$  antenas de recepção é possível obter um ganho de capacidade em canais dispersivos de  $A_n$  vezes [FG98], [TT01], [MH99] e [GBGP00], onde  $A_n = \min(A_t, A_r)$  é também denominado ganho de multiplexação.

Recentemente, várias técnicas diferentes foram propostas para explorar as vantagens oferecidas pelos canais de MIMO. Uma destas técnicas é a multiplexação espacial (SM), também conhecida como BLAST [Fos96], que utiliza os canais de MIMO para aumentar a eficiência espectral. Outra abordagem possível é a STC [TSC98] e [TJC99a], que usa os canais de MIMO para aumentar o ganho de diversidade.

Ambas as técnicas BLAST e STC não requerem nenhuma informação do estado do canal (CSI) no transmissor. A BLAST aumenta a eficiência espectral do sistema através da transmissão de *streams* de dados independentes a partir de antenas diferentes, mas requer que o número de antenas de recepção seja pelo menos igual ao número de antenas de transmissão ( $A_r \geq A_t$ ), o que impacta diretamente na relação custo-benefício do receptor. Por outro



lado, a STC aumenta a QoS do sistema através dos ganhos de diversidade e de codificação, introduzidos pela correlação temporal e espacial entre os sinais transmitidos pelas diferentes antenas de transmissão. Ao contrário da BLAST, a STC possibilita implementações mais simples no receptor, já que é possível utilizar um número arbitrário de antenas de recepção independente do número de antenas de transmissão empregado no transmissor. Nesta perspectiva, a técnica de STBC introduzida em [Ala98] para duas antenas de transmissão é particularmente interessante por possibilitar o emprego da detecção de ML através de simples processamento linear.

## 5.1 Arquitetura Espaço-Temporal em Camadas

Em [FG98], Foshini e Gans investigaram a capacidade dos canais de MIMO e a compararam com a capacidade dos canais de SISO formulada por Shannon [Sha48]. Foi mostrado nesse trabalho, que a capacidade de um sistema de MIMO aumenta linearmente com o número de antenas transmissoras desde que o número de antenas receptoras seja maior ou igual ao número de antenas transmissoras. Este estudo levou a implementação de um teste prático com 8 antenas no transmissor e no receptor que comprovou o grande aumento de capacidade possível. Particularmente, foi constatado que, em ambientes *indoor* com alta dispersão, um sistema BLAST pode atingir taxas da ordem de 1 Mbps em um canal de 30 kHz. Atingindo, portanto, valores de eficiência espectral nunca antes obtidos. Entretanto, as características de dispersão do canal assumem um papel importante no desempenho dos sistemas BLAST. Considerando que haja um número significativo de multipercursos, o próprio ambiente de propagação pode ser empregado para separar os sinais no receptor. Assim, quanto mais multipercursos, melhor será o desempenho dos sistemas BLAST. Uma idéia similar foi usada nos receptores Rake, que combinam coerentemente os componentes defasados (e atenuados) dos sinais transmitidos (*distinct multipath finger*). Nos sistemas BLAST, o receptor aplica técnicas de detecção multi-usuário precedidas por um algoritmo de classificação para desacoplar sucessivamente os subcanais

que chegam das diferentes antenas transmissoras. É importante notar que não há a necessidade explícita de ortogonalidade entre os sinais transmitidos pelas múltiplas antenas do transmissor.

### 5.1.1 Capacidade do Canal de MIMO do Ponto de Vista da Teoria da Informação

Seja um sistema de comunicação sem fio empregando um arranjo de antenas no transmissor e no receptor com  $A_t$  e  $A_r$  elementos, respectivamente, e submetido a um ambiente de propagação com desvanecimento plano em frequência, como apresentado na figura 32.

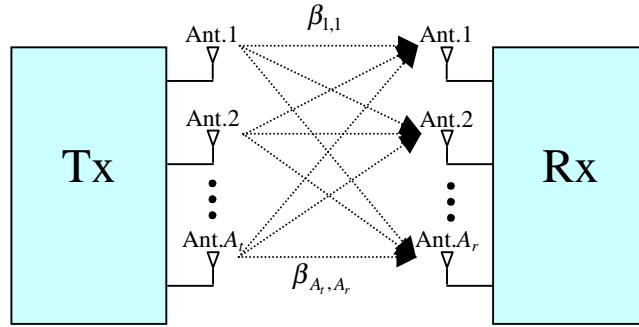


Figura 32: Modelo para um sistema empregando múltiplas antenas de transmissão e de recepção - MIMO ( $A_t, A_r$ )

Pode-se representar o sinal recebido em tempo-discreto por:

$$\mathbf{r} = \mathbf{B} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (116)$$

Onde,

$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r^1 & r^2 & \dots & r^{A_r} \end{bmatrix}^T$  é o vetor do sinal recebido

$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s^1 & s^2 & \dots & s^{A_t} \end{bmatrix}^T$  é o vetor do sinal transmitido

$\mathbf{n}$  é o vetor de AWGN

$\mathbf{B}$  é a matriz de canal ( $A_r \times A_t$ ), dada por:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \beta_{1,1} & \cdots & \beta_{1,A_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_{A_r,1} & \cdots & \beta_{A_r,A_t} \end{bmatrix} \quad (117)$$

Em [FG98], foi apresentada uma expressão para a capacidade de um canal de MIMO sujeito a um desvanecimento plano em frequência com distribuição de Rayleigh, considerando que a matriz  $\mathbf{B}$  não é conhecida *a priori* pelo transmissor. A expressão obtida é dada por:

$$\mathcal{C} = \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{A_r} + \frac{SNR_r}{A_t} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{B}^H \right), \text{ (bits/s/Hz)} \quad (118)$$

Onde,

$\mathbf{I}_{A_r}$  é a matriz identidade ( $A_r \times A_r$ )

$SNR_r$  é a relação sinal-ruído em cada antena de recepção

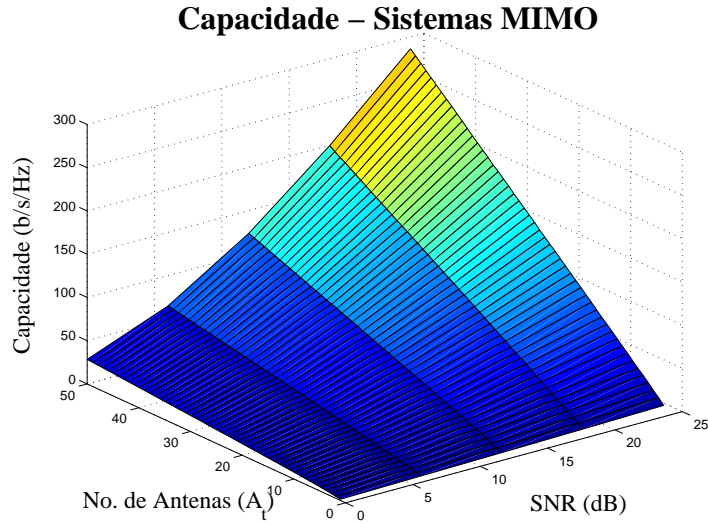


Figura 33: Capacidade em b/s/Hz em função do número de antenas transmissoras ( $A_t = A_r$ ) e da  $SNR_r$ .

Na figura 33 é apresentada a capacidade de um canal de MIMO, obtida por (118), em função de  $A_t$  e da  $SNR_r$ . Pela figura, pode-se constatar o grande aumento da eficiência espectral oferecido pelos canais de MIMO.

A equação (118) assume que o receptor emprega a técnica de MRC. Para a  $i$ -ésima antena receptora e  $j$ -ésima antena transmissora, o ganho de canal  $\beta_{i,j}$  é modelado como uma variável aleatória Gaussiana complexa de média zero e variância um (cada componente, em fase e em quadratura, apresenta média zero e variância 0.5). Note que a capacidade de canal  $\mathcal{C}$  é também uma variável aleatória para um dado canal estatístico. Considerando que  $\beta_{i,j}$  são variáveis aleatórias independentes e identicamente distribuídas (i.i.d) e que  $A_t = A_r$ , pode-se obter uma nova expressão para (118), dada por:

$$\mathcal{C} = \sum_{k=1}^{A_r} \log_2 \left( 1 + \frac{SNR_r}{A_t} \cdot |\beta_{k,k}|^2 \right), \text{ (bits/s/Hz)} \quad (119)$$

Onde,  $|\beta_{k,k}|^2$  é o ganho de potência do canal para o  $k$ -ésimo componente diagonal de  $\mathbf{B} \cdot \mathbf{B}^H$

Quando a  $SNR_r$  é muito maior que um, (119) se reduz à:

$$\mathcal{C} \approx A_r \log_2(SNR_r), \text{ (bits/s/Hz)} \quad (120)$$

Deste modo, a capacidade do canal de MIMO aumenta linearmente com o número de antenas, dado que  $A_t = A_r$ . A expressão anterior assume que todos os percursos entre os elementos das antenas transmissoras e receptoras são estatisticamente independentes. Em [SFGK00], foi mostrado que a correlação espacial entre os elementos das antenas pode degradar significativamente o desempenho dos sistemas de MIMO. Nesse trabalho também foi desenvolvida uma nova expressão para a capacidade sistêmica. Considerando que a matriz  $\mathbf{B}$  é conhecida pelo transmissor e que um sistema de MIMO com  $A_t$  elementos na antena transmissora e  $A_r$  elementos na antena receptora pode ser transformado em um sistema equivalente com  $A_n = \min(A_t, A_r)$  subcanais de SISO com  $SNR_r$  associada aos autovalores  $\lambda_k$  da matriz  $\mathbf{B} \cdot \mathbf{B}^H$ , pode-se representar a capacidade de um sistema de MIMO pela capacidade de um sistema composto por  $A_n$  subcanais de SISO com ganhos de potência iguais a  $\lambda_k$ . Assim, tem-se que:

$$\mathcal{C} = \sum_{k=1}^{A_n} \log_2 (1 + SNR_r \cdot \lambda_k), \text{ (bits/s/Hz)} \quad (121)$$

O limite da potência total transmitida estabelece que:

$$\sum_{k=1}^{A_n} \gamma_k \leq \gamma_{total} \quad (122)$$

Onde,

$\gamma_k$  é a potência transmitida pelo  $k$ -ésimo subcanal

$\gamma_{total}$  é a potência total transmitida

Considerando um esquema de alocação de potência onde a potência total ( $\gamma_{total}$ ) é dividida igualmente entre as antenas transmissoras, ou seja,  $\gamma_k = \gamma_{total}/A_n$  (assumindo que  $A_n = A_t = A_r$ ), pode-se representar a capacidade de canal por:

$$\mathcal{C} = \sum_{k=1}^{A_n} \log_2 \left( 1 + \frac{SNR_r}{A_n} \cdot \lambda_k^2 \right), \text{ (bits/s/Hz)} \quad (123)$$

Utilizando um receptor com MRC, a  $SNR_r$  deve ser igual à potência  $\gamma_k$ , transmitida pelo  $k$ -ésimo subcanal, para a normalização correta da potência de ruído.

### 5.1.2 Introdução a Arquitetura BLAST

Após derivarem a capacidade teórica dos canais de MIMO, Foschini e Gans propuseram uma arquitetura espaço-temporal em camadas (BLAST) [Fos96]. A arquitetura BLAST é uma técnica de comunicação sem fio que emprega arranjos de antenas com múltiplos elementos no transmissor e no receptor para proporcionar taxas de transmissão muito maiores que as obtidas pelas técnicas convencionais. Enquanto nos sistemas convencionais sem fio,

a propagação por multipercursos resulta na deterioração da transmissão, o emprego da técnica BLAST permite explorar os componentes dos multipercursos, ou seja, usar as características de dispersão do ambiente de propagação, para melhorar a qualidade da transmissão tratando a multiplicidade dos percursos de dispersão como subcanais distintos em paralelo.

Na arquitetura BLAST, o *stream* de informação de um dado usuário é dividido em múltiplos *substreams* que são transmitidos simultaneamente em subcanais em paralelo através de um arranjo de antenas. Todos os *substreams* são transmitidos na mesma faixa de frequência. Desta forma, o espectro é usado de maneira bastante eficiente. Como a informação transmitida é enviada em paralelo através de múltiplas antenas, a taxa de transmissão efetiva aumenta proporcionalmente ao número de antenas usadas na transmissão.

No receptor, também é empregado um arranjo de antenas para receber os múltiplos *substreams* transmitidos e seus componentes de multipercurso. Devido às características da propagação por multipercurso, cada antena receptora recebe todos os *substreams* transmitidos sobrepostos. Entretanto, se a dispersão por multipercurso for suficiente, os múltiplos *substreams* sofrem dispersões diferentes, já que são transmitidos por antenas separadas espacialmente. Usando técnicas de processamento de sinal sofisticadas, a diferença na dispersão sofrida em cada *substream* transmitido permite identificá-lo e recuperá-lo. Assim, a propagação por multipercursos oferece um paralelismo espacial que pode ser usado para aumentar consideravelmente a taxa de transmissão. Para a arquitetura BLAST, quanto mais multipercursos, melhor o desempenho (oposto dos sistemas convencionais).

Utilizando processadores de sinais de alta velocidade para receber os sinais de todas as antenas receptoras simultaneamente, pode-se primeiramente extrair os *substreams* mais fortes sequencialmente e em seguida processar os demais *substreams* mais fracos, já que a remoção dos *substreams* mais fortes facilita o processamento. Novamente, a habilidade de separar os *substreams* depende de como os *substreams* diferentes se propagam pelo ambiente.

### 5.1.3 Tipos de Arquiteturas BLAST

A primeira estrutura BLAST proposta foi denominada D-BLAST [Fos96], devido à implementação de um esquema de codificação espaço-temporal em camadas diagonais como mostrado na figura 34.

$b_1$	$b_4$	$b_3$	$b_2$	$b_1$	$b_4$
$b_2$	$b_1$	$b_4$	$b_3$	$b_2$	$b_1$
$b_3$	$b_2$	$b_1$	$b_4$	$b_3$	$b_2$
$b_4$	$b_3$	$b_2$	$b_1$	$b_4$	$b_3$

Figura 34: Estrutura de Codificação Espaço-Temporal para D-BLAST

Para reduzir a complexidade da arquitetura D-BLAST, Foschini *et al* apresentaram em [FGVW99] uma arquitetura simplificada denominada V-BLAST. A diferença essencial entre as arquiteturas D-BLAST e V-BLAST recai no processamento da codificação vetorial. Em contraste à codificação *inter-substream* introduzida na arquitetura D-BLAST, o processo de codificação usado na arquitetura V-BLAST é simplesmente uma operação de demultiplexação seguida por um mapeamento de símbolo independente para cada *substream*, como apresentado na figura 35.

$b_1$	$b_1$	$b_1$	$b_1$	$b_1$	$b_1$
$b_2$	$b_2$	$b_2$	$b_2$	$b_2$	$b_2$
$b_3$	$b_3$	$b_3$	$b_3$	$b_3$	$b_3$
$b_4$	$b_4$	$b_4$	$b_4$	$b_4$	$b_4$

Figura 35: Estrutura de Codificação Espaço-Temporal para V-BLAST

Como cada *substream* é fixo a um dado elemento de antena, a arquitetura V-BLAST não faz uso da diversidade de transmissão como feito na arquitetura D-BLAST. Assim, alguns streams podem ser alocados a um canal com elevado desvanecimento.

O processo de decodificação na arquitetura BLAST é essencialmente baseado na detecção multi-usuário de decisão realimentada, considerando cada *substream* como um usuário diferente. Na arquitetura V-BLAST o primeiro *substream* detectado define o desempenho total do sistema, já que ele tem o menor grau de diversidade de recepção devido ao cancelamento de interferência. Os erros criados na detecção desse *substream* irão influenciar no desempenho dos demais *substreams*, resultando na propagação de erros.

#### 5.1.4 Estruturas BLAST Iterativas

Nos últimos anos, as técnicas de processamento iterativo com componentes de *soft-in/soft-out* vêm recebendo grande atenção. A idéia principal consiste em dividir o complexo processamento conjunto de sinais empregado, por exemplo, na decodificação concatenada, na equalização e decodificação conjunta e na detecção multi-usuário, em componentes distintos, onde a interação entre eles é feita através da troca de probabilidades ou informações suaves. Esta abordagem iterativa, denominada princípio turbo, será discutida em detalhes no capítulo 9 e possibilita obter um desempenho similar ao obtido usando a abordagem conjunta ótima de ML ou de MAP (*maximum a posteriori probability*).

O princípio turbo pode ser implementado de várias formas diferentes, como por exemplo na decodificação turbo [HOP96], na equalização turbo [DJB95] ou na detecção multi-usuário turbo [ARAS99], [WP99]. Quando aplicado aos sistemas BLAST, resulta nas arquiteturas V-BLAST codificada [LHFV00], [LCAV02] e [Ari00] e Turbo-BLAST [SH99], [SH00], [DMP02] e [Ari00].

Na arquitetura V-BLAST codificada, apresentada na figura 36, os bits de informação são demultiplexados em  $A_t$  *substreams* e cada *substream* é codificado, entrelaçado e mapeado em símbolos, de forma independente, antes de ser transmitido por uma das  $A_t$  antenas transmissoras. No receptor, os *substreams* são desacoplados usando o critério MMSE. Para cada *substream*, é calculada uma métrica suave que alimenta um decodificador de MAP de *soft-*



*in/soft-out*. O decodificador produz estimativas suaves da informação e dos bits codificados, que podem ser usados na próxima iteração. Após algumas iterações dentro de uma camada, os bits estimados são confiáveis o suficiente para serem enviados para a próxima camada (auxiliar o processo de detecção), bem como para a saída do decodificador.

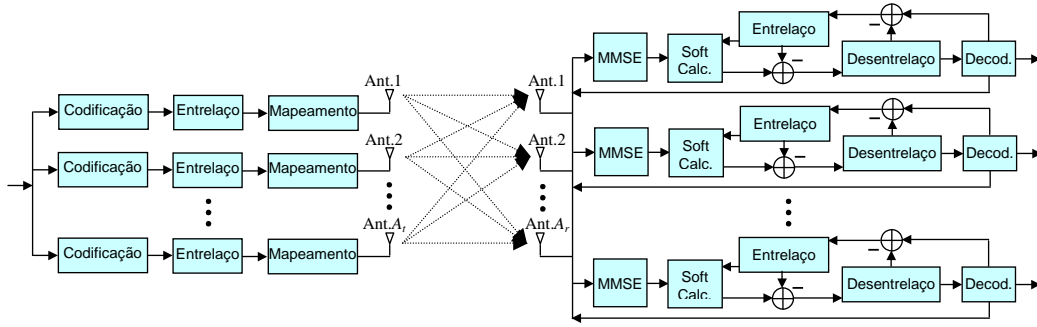


Figura 36: Arquitetura V-BLAST Codificada

Na arquitetura Turbo-BLAST, apresentada na figura 37, os bits de informação são codificados (não necessariamente com códigos turbo) e entrelaçados como um todo. O *stream* resultante é então demultiplexado em  $A_t$  *substreams* que são mapeados individualmente. No receptor, todo o *stream* de dados recebido é processado iterativamente entre o estágio de cálculo da métrica suave e o estágio de detecção. No estágio de cálculo da métrica suave, podem ser empregados tanto a detecção conjunta de ML como um esquema de cancelamento de interferência paralelo de multi-estágio baseado no critério MMSE.

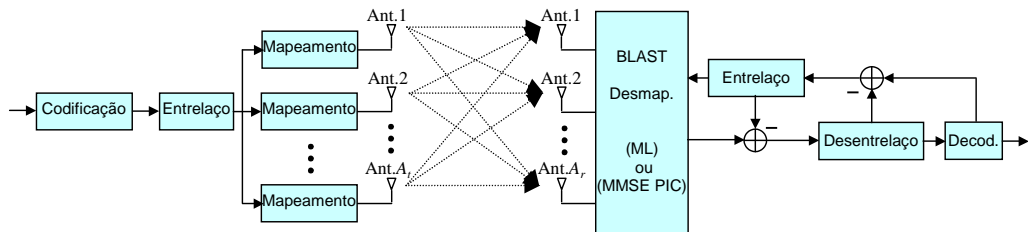


Figura 37: Arquitetura Turbo-BLAST

## 5.2 Codificação Espaço-Temporal

A codificação espaço-temporal (STC) é uma técnica aplicada a sistemas de comunicação sem fio que emprega múltiplas antenas de transmissão e uma ou múltiplas antenas de recepção para oferecer ganho de diversidade e possivelmente ganho de codificação, através da correlação espacial e temporal dos sinais transmitidos pelas diferentes antenas de transmissão, como mostrado em [TSC98]. Deste modo, é possível combinar o desenvolvimento conjunto da codificação de canal e da modulação com uma estrutura de múltiplas antenas de transmissão para criar uma técnica de transmissão eficaz.

Na STC, os dados codificados são divididos em  $A_t$  *streams* que são simultaneamente transmitidos pelas  $A_t$  antenas de transmissão. O sinal recebido é, então, uma sobreposição linear dos símbolos transmitidos simultaneamente, corrompidos por ruído e interferência intersimbólica. Os algoritmos de decodificação espaço-temporais, bem como as técnicas de estimativa do canal, são incorporados no receptor para obter as vantagens da diversidade e do ganho da codificação.

Uma das principais vantagens do uso da STC é possibilitar a transferência para o transmissor da complexidade (devido ao emprego de antenas múltiplas) do sistema, permitindo que o receptor seja razoavelmente simples. Essa característica é bastante conveniente para os sistemas de comunicação móvel. Empregando a STC no *downlink* dos sistemas móveis, que é a conexão crítica para aplicações assimétricas como a navegação pela Internet e a operação de *downloading*, pode-se evitar a necessidade de empregar múltiplas antenas de recepção nas EM. Além disto, a STC não requer nenhuma CSI na ERB, ou seja, ela opera em malha aberta, eliminando a necessidade de um complexo e, no caso de canais com desvanecimento rápido, ineficiente esquema de transmissão da CSI através do *uplink* [TSC98].

### 5.2.1 Introdução a Diversidade de Transmissão

Tradicionalmente, uma das técnicas mais efetivas para combater o desvanecimento presente nos canais de propagação sem fio é a diversidade. A técnica de diversidade pode ser classificada de acordo com o domínio onde é explorada. Deste modo, destacam-se três categorias principais: diversidade temporal, diversidade em frequência e diversidade espacial.

As técnicas de diversidade temporal e de frequência normalmente introduzem redundância nos domínios temporal e de frequência, ocasionando uma redução da eficiência espectral. Já a diversidade espacial, tipicamente representada pelo emprego de múltiplas antenas de transmissão e/ou de recepção, possibilita reduzir os efeitos do desvanecimento sem necessariamente sacrificar os preciosos recursos de banda. Além disto, como apresentado no início deste capítulo, o emprego de múltiplas antenas de transmissão e de recepção permite um aumento significativo da capacidade do sistema [FG98]. Assim, a diversidade espacial é considerada uma solução bastante atraente para aplicações sem fio de alta taxa.

Dependendo onde as múltiplas antenas são empregadas, pode-se obter dois tipos distintos de diversidade espacial: a diversidade de transmissão e a diversidade de recepção. Como visto no capítulo 3, na diversidade de recepção, as múltiplas antenas são empregadas no receptor para obter cópias distintas do sinal desejado (cada uma sujeita a um desvanecimento independente), que são posteriormente combinadas adequadamente para eliminar o efeito de desvanecimento. Entretanto, devido às limitações de tamanho e de potência das EM, a diversidade de recepção mostra-se na prática adequada apenas para aplicações no *uplink*. Como resultado, o *downlink* passa a ser a conexão crítica dos sistemas de comunicação sem fio de alta taxa, motivando recentemente um grande aumento das atividades de pesquisa na área da diversidade de transmissão. Na diversidade de transmissão, as múltiplas antenas são colocadas no transmissor, possibilitando seu emprego no *downlink*, já que o uso de múltiplas antenas na ERB é certamente possível. Para oferecer ganho de diversidade, as antenas de

transmissão são suficientemente afastadas para garantir que os múltiplos canais de propagação entre as diferentes antenas de transmissão e de recepção sofram desvanecimentos independentes.

Existem dois grandes obstáculos na implementação de sistemas de diversidade de transmissão. Primeiro, os sinais enviados pelas múltiplas antenas de transmissão são misturados espacialmente (e temporalmente, no caso de canais de propagação com desvanecimento seletivo em frequência) antes de chegarem ao receptor e segundo, o transmissor não possui nenhuma informação *a priori* do canal de propagação que chega ao receptor (a menos que seja empregada a mesma frequência de operação tanto no *uplink* como no *downlink*, como é feito por exemplo nos sistemas IMT-TC - *International Mobile Telecommunications - Time Code* [Jes04]). Deste modo, para explorar a diversidade embutida nas múltiplas transmissões, os esquemas de diversidade de transmissão necessitam utilizar um processamento adicional.

Nos últimos anos, foram apresentados vários esquemas de diversidade de transmissão para superar estes obstáculos. Estes métodos podem ser classificados fundamentalmente como métodos de malha fechada [Win83] e [RC96], onde a informação do canal de propagação que chega ao receptor é necessária no transmissor e pode ser obtida por meio de realimentação; e métodos de malha aberta [Wit91], [Wit93], [SW93], [Win98], [TSC98] e [Ala98] que não requerem nenhuma informação do canal no transmissor.

Embora os canais de realimentação estejam presentes na maioria dos sistemas de comunicação sem fio (por exemplo, com a finalidade de controle de potência), a mobilidade dos usuários pode causar variações rápidas do canal. Como resultado, o transmissor pode ser incapaz de obter uma estimativa precisa do canal de propagação que chega ao receptor. Além disto, os métodos de malha fechada normalmente agregam maior complexidade computacional e requerem uma troca de sinalização adicional que pode resultar na redução da taxa efetiva transmitida ou no aumento da potência transmitida [Ala98]. Assim, o emprego de técnicas de diversidade de transmissão de malha aberta mostra-se mais ade-

quado para as aplicações de alta taxa dos futuros sistemas de comunicação sem fio.

Dentre os esquemas de diversidade de transmissão de malha aberta, a STC surge como um método bastante promissor e eficiente para oferecer ganhos de diversidade e possivelmente de codificação através da distribuição da informação nos domínios espacial e temporal, apesar do sinal recebido ser uma combinação linear dos sinais enviados pelas múltiplas antenas de transmissão, ao invés de réplicas não-correlacionadas do sinal desejado.

A STC pode apresentar diferentes implementações possíveis. Em [Wit91] e [Wit93], foi apresentada uma estrutura simples de codificação espaço-temporal, denominada diversidade de atraso (*delay diversity*), que distribui a seqüência de símbolos de informação de forma que cada símbolo seja transmitido pelas diferentes antenas de transmissão em intervalos distintos no tempo. Deste modo, é criado artificialmente um efeito de propagação seletivo em frequência (*delay spread*) que pode ser explorado no receptor para obter ganho de diversidade através, por exemplo, do método de MLSE.

Embora a diversidade de atraso seja de fato ótima no sentido de oferecer um ganho de diversidade igual ao número de antenas de transmissão [Win98], é possível obter resultados de desempenho mais expressivos através do desenvolvimento conjunto das técnicas de codificação, modulação e diversidade sob o ponto de vista da teoria da informação. Neste contexto, foi apresentado em [TSC98] o método de STTC, que oferece além do ganho de diversidade, um ganho de codificação. Na busca por um método de diversidade de transmissão eficiente e com baixa complexidade no receptor, foi apresentado em [Ala98] e [TJC99a] um novo método de diversidade de transmissão baseado na STC, denominado STBC, que requer simples processamento linear para a decodificação espaço-temporal dos símbolos.

### 5.2.2 Codificação Espaço-Temporal em Treliça

Em [TSC98], Tarokh *et al* apresentaram um método de STC baseado na modulação codificada em treliça (TCM). Esta codificação, denominada codificação espaço-temporal em treliça (STTC), combina a codificação de canal e o mapeamento dos símbolos com uma estrutura de antenas múltiplas de transmissão e apresenta um desempenho bastante satisfatório em ambientes com desvanecimento Rayleigh. O codificador é composto por  $A_t$  polinômios geradores diferentes que determinam os símbolos a serem transmitidos simultaneamente. O receptor é baseado na estimativa do canal e na decodificação pela estimativa de seqüência de máxima verossimilhança (MLSE) multidimensional, que calcula a menor métrica acumulada da distância euclidiana para extrair as seqüências transmitidas mais prováveis. Assim, a complexidade do processo de decodificação (medida em função do número de estados de treliça) aumenta exponencialmente com a taxa de transmissão para um número fixo de antenas.

A STTC atinge a mesma ordem de diversidade da técnica de combinação de máxima razão de recepção (MRRC). Adicionalmente, pode oferecer um ganho significativo de codificação pela escolha adequada da sua estrutura espaço-temporal, sem causar nenhuma perda de eficiência espectral. Desse modo, a STTC pode ser interpretada como um projeto conjunto de codificação, modulação e diversidade.

É interessante citar algumas similaridades e diferenças entre a STTC e a modulação codificada em treliça multidimensional (MTCM). Na STTC, os símbolos em multiplicidade ( $M$  símbolos associados a um único caminho da treliça) são transmitidos no domínio espacial ao invés no domínio temporal (MTCM). Portanto, a eficiência espectral da STTC é  $A_t$  vezes maior que a correspondente eficiência espectral da MTCM (assumindo o mesmo alfabeto). Também, os símbolos em multiplicidade na STTC são não-correlacionados (ou ligeiramente correlacionados) devido à separação física entre os elementos das antenas, onde na MTCM torna-se necessário o emprego de entrelaçadores para criar um canal sem memória, gerando atraso.

### 5.2.3 Codificação Espaço-Temporal em Bloco

Na busca para reduzir a complexidade exponencial do decodificador da STTC, Alamouti introduziu em [Ala98] um método simples de malha aberta usando duas antenas transmissoras que oferece um ganho de diversidade de transmissão da ordem daquele obtido pelo emprego da MRRC. Em [TJC99a], Tarok *et al.* generalizaram o método proposto por Alamouti para um número arbitrário de antenas transmissoras, dando origem a chamada codificação espaço-temporal em bloco (STBC).

Na STBC, os símbolos de informação são codificados nos domínios espacial e temporal, criando blocos de símbolos ortogonais entre si que são transmitidos por antenas de transmissão diferentes. No receptor, a decodificação dos símbolos transmitidos é obtida pela combinação dos blocos recebidos pelas diferentes antenas de recepção (nos domínios espacial e temporal) e pela detecção (símbolo a símbolo) de ML usando apenas um processamento linear. Como as transmissões a partir das várias antenas de transmissão são ortogonais, a STBC oferece um ganho significativo de diversidade sem prover, entretanto, nenhum ganho de codificação.

## 5.3 Resumo do Capítulo e Principais Comentários

Neste capítulo, foram discutidos alguns dos conceitos fundamentais das estruturas de MIMO relacionados a seu expressivo aumento de capacidade e foram apresentadas algumas estruturas de processamento espaço-temporal aplicadas à transmissão (abordagens de MISO e MIMO).

As técnicas de processamento espaço-temporal aplicadas à recepção, apresentadas nos capítulos anteriores, são normalmente destinadas ao *uplink* dos sistemas de comunicação sem fio, já que apenas a ERB tem capacidade para promover a alta complexidade de processamento envolvida pelo uso de múltiplas antenas de recepção. Como discutido anteriormente, os futuros sistemas de comunicação sem fio irão apresentar uma alta demanda no *down-*

*link*. Deste modo, a utilização das técnicas de processamento espaço-temporal aplicadas à transmissão permitem atender este novo cenário sem, entretanto, comprometer a complexidade das EM.

Dentre as técnicas de processamento espaço-temporal aplicadas à transmissão, a STBC se projeta como uma técnica bastante promissora devido, entre outros fatores, à baixa complexidade de decodificação, que é essencial para o sucesso dos futuros sistemas de comunicação sem fio. Em função disto, os próximos capítulos deste trabalho se concentrarão na busca por técnicas eficientes de STBC para diferentes cenários de comunicação.



## 6 ESTRUTURAS DE CODIFICAÇÃO ESPAÇO-TEMPORAL EM BLOCO PARA CANAIS COM DESVANECIMENTO PLANO EM FREQUÊNCIA

A STBC tem se mostrado um método de diversidade de transmissão bastante promissor devido fundamentalmente sua baixa complexidade de decodificação no receptor e por não necessitar da CSI no transmissor. Ao contrário da STTC, introduzida em [TSC98] e que apresenta complexidade exponencial de decodificação (medida pelo número de estados da treliça no decodificador), a estrutura ortogonal da STBC provê o desacoplamento dos sinais provenientes das diferentes antenas de transmissão através da detecção de ML baseada somente num processamento linear.

Inicialmente, Alamouti propôs em [Ala98] um método de diversidade de transmissão empregando duas antenas transmissoras para canais com desvanecimento plano em frequência que estabeleceu a base da STBC. Em seguida, Tarokh *et al.* generalizaram em [TJC99a] e [TJC99b] o método proposto por Alamouti para um número arbitrário de antenas transmissoras, notando que o método proposto por Alamouti é um caso especial de projeto ortogonal complexo (COD). Tarokh provou que o método de Alamouti proposto para 2 antenas transmissoras é o único caso ótimo de máxima diversidade e máxima taxa de transmissão, ou seja, aumentando o número de antenas de transmissão não é possível obter grau de diversidade máximo e taxa de transmissão plena (*full rate*) simultaneamente.

Apesar da STBC apresentar originalmente um desempenho inferior ao obtido pela STTC, pode-se melhorar seu desempenho aumentando o ganho de codificação. Isto é possível através da concatenação da STBC com um código corretor de erro externo [Bau99], que é viável devido à baixa complexidade do decodificador de ML empregado na STBC. Entretanto tal concatenação pode gerar uma redução da taxa de transmissão efetiva. Neste contexto, foi apresentado em [SF02a] e [SF02b], um método bastante eficiente de concatenação da STBC com códigos convolucionais ou de treliça externos que oferece taxa plena através da utilização de uma regra simples de restrição às transições de chegada e partida dos estados possíveis (similar a proposta em [TSC98] para a STTC) em função das palavras de código de um mesmo subconjunto do código de bloco. Em [SP01], foi mostrado que a concatenação da STBC com um código de treliça externo, permite combinar o ganho de codificação do código de treliça com o ganho de diversidade da STBC, resultando num desempenho igual ou mesmo superior ao obtido pela STTC.

## 6.1 Modelo para a Codificação Espaço-Temporal em Bloco em Canais com Desvanecimento Plano em Frequência

A estrutura de um sistema empregando a STBC para canais com desvanecimento plano em frequência é mostrada na figura 38. A um dado instante de tempo  $k$ , o transmissor mapeia um *stream* de  $N_k \cdot \log_2(N_\Omega)$  bits em um *stream* de  $N_k$  símbolos de informação  $\{b_1(k), b_2(k), \dots, b_{N_k}(k)\}$ , onde cada símbolo pertence a um dos  $N_\Omega$  elementos da constelação de sinais usada na transmissão. Os símbolos são então codificados no espaço (usando antenas de transmissão diferentes) e no tempo (usando vários períodos de símbolo). O método de codificação dos símbolos é determinado por uma matriz de codificação específica, denominada  $\mathbf{G}_{A_t}$ , composta por  $N_l$  linhas e  $A_t$  colunas. Cada *stream* de  $N_k$  símbolos de informação é codificado usando esta matriz  $N_l \times A_t$ .

Após a codificação, os símbolos correspondentes a uma dada linha da matriz de codificação são transmitidos em um período de símbolo. Desde que  $N_l$  períodos de símbolos são usados para transmitir  $N_k$  símbolos de informação, a taxa de codificação  $r_c$  é dada por  $r_c = N_k/N_l$ . É interessante notar que para qualquer dado instante de tempo  $k$ , são transmitidos simultaneamente  $A_t$  símbolos codificados  $\{s_1(k), s_2(k), \dots, s_{A_t}(k)\}$ , através de  $A_t$  antenas de transmissão.

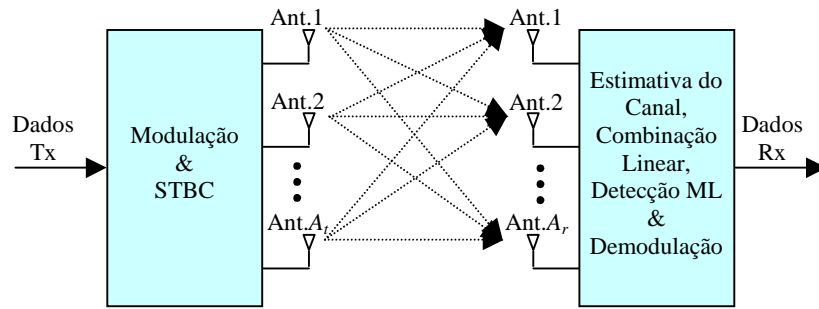


Figura 38: Sistema empregado o método de STBC

Seja um canal de propagação com desvanecimento plano em frequência entre a  $i$ -ésima antena de transmissão e a  $j$ -ésima antena de recepção, dado por:

$$p_{i,j}(k) = \beta_{i,j} \cdot \psi(k - \tau_{i,j}) \quad (124)$$

Onde,

$\beta_{i,j}$  é o ganho complexo do canal de propagação entre a  $i$ -ésima antena de transmissão e a  $j$ -ésima antena de recepção, cuja envoltória apresenta uma distribuição de Rayleigh. Assume-se que os ganhos de percurso se mantêm constantes durante 2 períodos de símbolo consecutivos e variam independentemente a cada intervalo de tempo (composto por 2 períodos de símbolo)

$\tau_{i,j}$  é o atraso de propagação causado pelo canal de propagação entre a  $i$ -ésima antena de transmissão e a  $j$ -ésima antena de recepção

$\psi(k)$  é a forma de onda do sinal filtrado, que inclui os efeitos dos filtros de transmissão e recepção

Pode-se obter uma representação em tempo-discreto do sinal em banda-base recebido pela  $j$ -ésima antena de recepção, para um receptor em perfeito sincronismo com o sinal recebido ( $\tau_{i,j} = 0$ ), por:

$$r_j(k) = \sum_{i=1}^{A_t} \beta_{i,j} \cdot s_i(k) + v_j(k) \quad (125)$$

Onde,

$s_i(k)$  é o  $k$ -ésimo símbolo codificado transmitido pela  $i$ -ésima antena de transmissão

$v_j(k)$  é o AWGN na  $j$ -ésima antena de recepção

Devido as características da estrutura da STBC para aplicações em canais com desvanecimento plano em frequência torna-se possível, sem perda de generalidade, suprimir momentaneamente os índices temporais dos símbolos transmitidos nas análises a seguir. Deste modo, um dado símbolo qualquer, transmitido pela  $i$ -ésima antena de transmissão do  $m$ -ésimo usuário é representado apenas por  $b_i$ .

Para o cenário de duas antenas de transmissão, a matriz de codificação espaço-temporal  $\mathbf{G}_2$  é dada, então, por [Ala98]:

$$\mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} b_1 & b_2 \\ -b_2^* & b_1^* \end{bmatrix} \quad (126)$$

Representando uma taxa de codificação plena (*full rate*,  $r_c = 1$ ), já que dois símbolos de informação são transmitidos em dois períodos de símbolo.

Assim, no método de STBC para duas antenas de transmissão é necessário processar simultaneamente dois símbolos de informação,  $b_1$

e  $b_2$ . De acordo com a matriz de codificação espaço-temporal  $\mathbf{G}_2$ , no primeiro período de símbolo, são transmitidos simultaneamente  $b_1$  pela antena 1 e  $b_2$  pela antena 2. Enquanto que no segundo período de símbolo,  $-b_2^*$  e  $b_1^*$  são transmitidos simultaneamente pelas antenas 1 e 2, respectivamente.

No processo de decodificação espaço-temporal, o receptor pode empregar a detecção de ML através de simples processamento linear. Assim, para a STBC empregando a matriz  $\mathbf{G}_2$ , o processo de decodificação consiste na minimização da seguinte métrica:

$$\sum_{j=1}^{A_r} \left| r_1^j - \beta_{1,j} \cdot b_1 - \beta_{2,j} \cdot b_2 \right|^2 + \left| r_2^j + \beta_{1,j} \cdot b_2^* - \beta_{2,j} \cdot b_1^* \right|^2 \quad (127)$$

Os valores de  $b_1$  e  $b_2$  que minimizam a métrica de decisão correspondem às estimativas dos símbolos transmitidos no receptor. A equação (127) pode ser dividida em duas expressões de minimização, para detectar  $b_1$  e  $b_2$ , respectivamente. Assim, a métrica de decisão para detectar  $b_1$  é dada por:

$$\left| \left( \sum_{j=1}^{A_r} r_1^j \cdot \beta_{1,j}^* + r_{2,j}^* \cdot \beta_{2,j} \right) - b_1 \right|^2 + \left( -1 + \sum_{j=1}^{A_r} \sum_{i=1}^2 |\beta_{i,j}|^2 \right) \cdot |b_1|^2 \quad (128)$$

E a métrica de decisão para detectar  $b_2$  é dada por [TJC99b]:

$$\left| \left( \sum_{j=1}^{A_r} r_1^j \cdot \beta_{2,j}^* - r_{2,j}^* \cdot \beta_{1,j} \right) - b_2 \right|^2 + \left( -1 + \sum_{j=1}^{A_r} \sum_{i=1}^2 |\beta_{i,j}|^2 \right) \cdot |b_2|^2 \quad (129)$$

Em [TJC99a], foram apresentadas as matrizes de codificação espaço-temporal para os casos de três ( $A_t = 3$ ) e quatro antenas de transmissão ( $A_t = 4$ ). A matriz de codificação espaço-temporal  $\mathbf{G}_3$ , para o caso de três antenas, é dada por:

$$\mathbf{G}_3 = \begin{bmatrix} b_1 & b_2 & b_3 \\ -b_2 & b_1 & -b_4 \\ -b_3 & b_4 & b_1 \\ -b_4 & -b_3 & b_2 \\ b_1^* & b_2^* & b_3^* \\ -b_2^* & b_1^* & -b_4^* \\ -b_3^* & b_4^* & b_1^* \\ -b_4^* & -b_3^* & b_2^* \end{bmatrix} \quad (130)$$

E a matriz de codificação espaço-temporal  $\mathbf{G}_4$ , para o caso de quatro antenas de transmissão, é dada por:

$$\mathbf{G}_4 = \begin{bmatrix} b_1 & b_2 & b_3 & b_4 \\ -b_2 & b_1 & -b_4 & b_3 \\ -b_3 & b_4 & b_1 & -b_2 \\ -b_4 & -b_3 & b_2 & b_1 \\ b_1^* & b_2^* & b_3^* & b_4^* \\ -b_2^* & b_1^* & -b_4^* & b_3^* \\ -b_3^* & b_4^* & b_1^* & -b_2^* \\ -b_4^* & -b_3^* & b_2^* & b_1^* \end{bmatrix} \quad (131)$$

Ambas apresentam taxa de codificação  $r_c = 0.5$ , já que quatro símbolos de informação são transmitidos em oito períodos de símbolo. Em [TJC99a], foi apresentado também um método de STBC alternativo para três e quatro antenas de transmissão que oferece taxa de codificação  $r_c = 0.75$ .

Para a decodificação dos métodos de STBC empregando as matrizes de codificação  $\mathbf{G}_3$  e  $\mathbf{G}_4$ , é necessário calcular métricas de decisão similares às apresentadas em (127) [CD01].

## 6.2 Resultados de Simulação

Nesta seção, é investigado o desempenho de um sistema de comunicação sem fio empregando a técnica de STBC- $\mathbf{G}_2$ . Assume-se que a ERB emprega duas antenas de transmissão e que as EM usam uma ou duas antenas de recepção, ambas suficientemente espaçadas para garantir a não-correlação dos sinais recebidos [Lee98] e [YKT91].

Os sinais de informação são modulados em QPSK (STBC- $\mathbf{G}_2$ -QPSK) e agrupados em quadros de 2000 símbolos ( $N_s = 2000$ ). Cada quadro é dividido em dois *substreams* de 1000 símbolos ( $N_{sb} = 1000$ ), transmitidos pelas duas antenas de transmissão, como descrito na seção anterior. Os resultados apresentados são obtidos avaliando 10000 quadros por simulação ( $N_{fr} = 10000$ ). Nesta análise, é considerado que o tempo de coerência do canal é maior que a duração de dois intervalos de símbolo (coeficientes do canal constantes durante os dois intervalos) e que sua banda de coerência é maior que a banda do sinal transmitido. Assume-se ainda que a envoltória dos sinais recebidos apresenta uma distribuição de Rayleigh.

Na figura 39, é apresentada uma comparação entre o resultado analítico obtido pela expressão (262), desenvolvida no anexo 2, e o resultado obtido por simulação, para sistemas de comunicação STBC- $\mathbf{G}_2$ -QPSK empregando duas antenas de transmissão e uma antena de recepção em função da  $SNR$ . Os resultados apresentados validam o ambiente de simulação.

Na figura 40, é apresentada uma comparação entre sistemas STBC- $\mathbf{G}_2$ -QPSK empregando uma e duas antenas de recepção em função da  $SNR$ . Um sistema sem diversidade é usado como referência de desempenho. Os resultados obtidos mostram que a técnica STBC oferece ganhos significativos de diversidade, que refletem diretamente no desempenho do sistema, quando comparados aos obtidos por sistemas que não empregam nenhuma técnica de diversidade. Pode-se ainda concluir que o aumento do número de antenas receptoras, de uma para duas antenas, oferece um ganho adicional de desempenho ( $\approx 7$  dB -  $BER = 10^{-3}$ ).

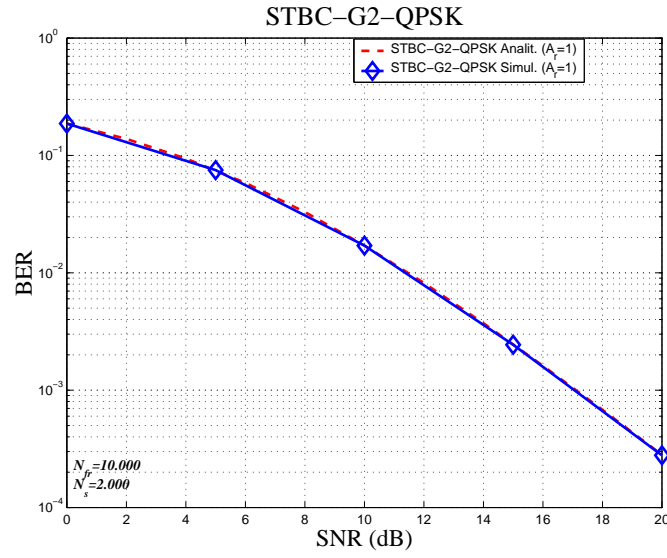


Figura 39: Comparação entre os resultados analíticos e de simulação para um sistema QPSK empregando a STBC com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ )

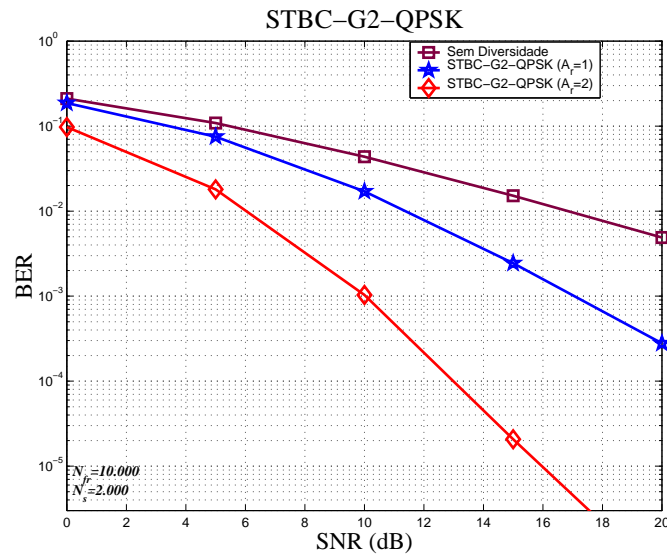


Figura 40: BER para um sistema QPSK empregando a STBC com 2 antenas de transmissão e 1 e 2 antenas de recepção ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$  e 2)



### 6.3 Resumo do Capítulo e Principais Comentários

Dentre as diversas estruturas espaço-temporais de transmissão destinadas à diversidade, a STBC apresenta uma posição de destaque fundamentalmente por sua baixa complexidade de decodificação e por não necessitar da informação do canal de propagação que chega ao receptor no processo de transmissão. Em função de suas características bastante promissoras, a STBC foi integrada aos futuros sistemas celulares de comunicação móveis de terceira geração.

Assim, devido sua importância, este capítulo se concentrou na apresentação dos conceitos básicos da STBC, bem como na descrição dos modelos originalmente propostos em [Ala98] e em [TJC99b] para canais sujeitos a desvanecimento plano em frequência.

Com o intuito de validar o ambiente de simulação, os resultados obtidos por meio de simulação para sistemas STBC- $G_2$ -QPSK (empregando STBC baseada na matriz de codificação  $G_2$  e modulação QPSK), sujeitos a canais com desvanecimento plano em frequência, foram comparados aos obtidos pela expressão analítica desenvolvida no anexo 2.

## 7 ESTRUTURAS DE CODIFICAÇÃO ESPAÇO-TEMPORAL EM BLOCO PARA CANAIS COM DESVANECIMENTO SE- LETIVO EM FREQUÊNCIA

Os trabalhos iniciais na área da STBC [Ala98], [TJC99a] e [TJC99b] foram desenvolvidos considerando que o canal de propagação é perfeitamente conhecido no receptor e sofre um desvanecimento plano em frequência. Entretanto, como mencionado no capítulo 1, os sistemas de comunicação sem fio de alta taxa podem apresentar um *delay spread* maior que a duração de símbolo, causando efeitos de propagação seletivos em frequência. Além disto, o canal de propagação não é conhecido *a priori* no receptor, sendo necessário utilizar técnicas de estimativa para determiná-lo. Deste modo, na busca pela comunicação sem fio de alta taxa, torna-se indispensável investigar e apresentar novas propostas de sistemas de STBC para canais de propagação com desvanecimento seletivo em frequência.

A análise apresentada em [TNSC99], mostra que o critério de projeto de códigos para a STC em canais com desvanecimento plano em frequência é ainda ótimo para canais com desvanecimento seletivo em frequência, assumindo que o receptor realiza uma filtragem casada com o canal. Entretanto, como mostrado em [GL00], à medida que o *delay spread* aumenta há uma severa degradação de desempenho. Devido à presença da interferência inter-antena, além da ISI, a interferência total presente nos sistemas de MIMO em canais com desvanecimento seletivo em frequência é maior que aquela presente nos sistemas

de SISO, dificultando os processos de estimativa do canal, que já apresenta uma maior complexidade devido ao maior número de coeficientes a serem estimados (aumento proporcional ao número de antenas), e de equalização. Deste modo, a supressão efetiva da interferência, a equalização e a estimativa do canal de propagação tornam-se bastante críticas para sistemas que empregam a STC.

Nos sistemas de comunicação móvel, é comum a disponibilidade de informação *a priori* nos receptores. Em tais sistemas, um preâmbulo conhecido é adicionado à mensagem transmitida com a finalidade de treinamento. Esta informação extra pode então ser explorada para melhorar os processos de supressão de interferência, de estimativa do canal e de equalização, bem como para reduzir a complexidade computacional do receptor.

Especificamente para a STBC, o projeto ótimo de códigos espaço-temporais para canais com desvanecimento seletivo em frequência é bastante complexo, visto que os sinais provenientes das diferentes antenas transmissoras são misturados no domínio temporal e espacial, ocasionando na perda da ortogonalidade dos sinais que chegam ao receptor (para canais com desvanecimento plano em frequência, a mistura é apenas espacial). Em função disto, o desenvolvimento de técnicas de decodificação simples para canais de propagação com desvanecimento seletivo em frequência torna-se bastante desafiador. Por exemplo, a simples decodificação linear de ML proposta por Alamouti [Ala98] não pode ser empregada diretamente.

A adaptação eficiente dos métodos de STBC desenvolvidos para canais com desvanecimento plano em frequência, para aplicações em canais com desvanecimento seletivo em frequência, é uma área de grande interesse, pois permite manter a complexidade de decodificação baixa e aproveitar as vantagens das técnicas já existentes de desenvolvimento de códigos espaço-temporais para canais com desvanecimento plano em frequência. Neste contexto, um método possível consiste em primeiramente eliminar a ISI, convertendo um canal com desvanecimento seletivo em frequência em plano, e em seguida aplicar as técnicas de STBC desenvolvidas para canais com desvanecimento plano.

Uma abordagem clássica para eliminar a ISI é através do emprego da equalização no receptor. A principal dificuldade deste método, como já mencionado, reside no fato dos sinais recebidos serem a sobreposição espacial e temporal dos sinais transmitidos pelas múltiplas antenas de transmissão, sofrendo a ação do canal de propagação e do ruído. Assim, o processo de equalização necessita, neste caso, tratar todos os canais a partir de cada uma das  $A_t$  antenas transmissoras antes de iniciar o processo de decodificação da STBC [CC99], [ANC01], [Al-02], [AFS<sup>+</sup>02], [NMC02] e [LYL03]. Em [CC99], foi apresentada uma proposta combinando a STBC com a equalização de MIMO. O equalizador de MIMO processa os canais com desvanecimento seletivo em frequência, tornando-os livres de ISI temporal, onde os métodos de STBC apresentados em [Ala98] e [TJC99a] para canais com desvanecimento plano em frequência podem ser aplicados diretamente. Entretanto, este método apresenta uma razoável complexidade computacional e requer que o número de antenas de recepção seja maior ou igual ao número de antenas de transmissão,  $A_r \geq A_t$  [MHC99].

Uma outra abordagem possível, com o intuito de manter a complexidade do processo de recepção baixa, consiste em combinar a STBC com a multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM) e é comumente denominada OFDM-STBC [LGSB99a], [LGSB99b], [MP00], [LGSB01] e [Al-02]. A técnica de OFDM [WE71] permite converter canais seletivos em frequência num conjunto de subcanais independentes planos em frequência através do emprego da transformada rápida de Fourier inversa (IFFT) no processo de transmissão e da transformada rápida de Fourier (FFT) no processo de recepção. Em [LGSB99a], foi apresentada uma implementação do método de OFDM-STBC onde o esquema de Alamouti [Ala98] é aplicado a cada dois blocos consecutivos de OFDM (duas subportadoras consecutivas), assumindo que eles estão sujeitos a um mesmo canal de propagação que é conhecido no receptor. Assim, a estrutura ortogonal da STBC é aplicada a nível de bloco e não a nível de símbolo, como originalmente proposto. Para reduzir a interferência entre blocos (IBI), são adicionados símbolos de prefixo cíclicos (CP) a cada bloco.

Entretanto, como mostrado em [BP00], [ZG01a] e [LGSB01], o método de OFDM-STBC não consegue explorar completamente o ganho de diversidade de multipercurso disponível nos canais com desvanecimento seletivo em frequência, oferecendo apenas um ganho máximo de diversidade de ordem  $A_r \cdot A_t$ , já que a STBC não oferece nenhum ganho de codificação e a ocorrência de nulos espectrais pode reduzir drasticamente o desempenho. Esta limitação de desempenho pode ser relaxada pelo emprego de códigos corretores de erro e entrelaçadores no domínio da frequência, como apresentado genericamente para a OFDM em [SKJ94] e [SKJ95], e particularmente para a OFDM-STBC em [LCH01] e [LWL02]. Além do problema de nulos espectrais, o emprego da OFDM apresenta duas desvantagens adicionais. Como suas múltiplas transmissões não apresentam módulo constante, um dado sinal de OFDM transmitido pode sofrer grandes variações entre os valores de potência de pico e média [YJP03] e [SKJ94], sendo necessário o emprego de amplificadores de potência de alta linearidade. Devido sua alta sensibilidade a desvios de frequência e de fase, são necessários circuitos de rastreamento de frequência e de fase bastante precisos [SKJ94]. Portanto, embora a combinação da STBC com a OFDM seja robusta no combate ao desvanecimento seletivo em frequência, ela apresenta alguns inconvenientes que devem ser levados em consideração.

Uma abordagem que não apresenta os problemas da OFDM-STBC e mantém a complexidade do receptor baixa é a SC-FDE-STBC. A SC-FDE-STBC combina a STBC com um processo de equalização no domínio da frequência de portadora única (SC-FDE) [Al-01], [ZG01a], [ZG01b], [AFS<sup>+</sup>02], [Al-02], [ZG03]. Por ser um método aplicado no domínio da frequência, apresenta complexidade similar ao método de OFDM-STBC e por usar apenas uma única portadora, evita os problemas decorrentes da implementação da OFDM. O método apresentado em [Al-01] é bastante parecido com o método de OFDM-STBC, diferindo essencialmente por utilizar uma única portadora e pelas decisões de símbolo serem feitas no domínio temporal. No processo de transmissão, o esquema de Alamouti é aplicado a nível de símbolo e são adicionados prefixos

cíclicos a cada bloco como no método de OFDM-STBC, porém, diferente do método de OFDM-STBC, a operação de IFFT é transferida para o receptor. No processo de recepção, após a combinação linear e a equalização do canal no domínio da frequência (através da operação de FFT), as decisões de símbolo são feitas no domínio temporal (através da operação de IFFT), reduzindo os efeitos dos nulos espectrais e melhorando o desempenho. Em [ZG03], foi demonstrado que o método proposto em [Al-01] também não explora completamente a diversidade de multipercurso e foram propostos novos métodos, combinando a STBC com a SC-FDE, para explorar eficientemente a diversidade de multipercurso e obter um ganho máximo de diversidade de ordem  $A_r \cdot A_t \cdot L$ , onde  $L$  é a quantidade máxima de componentes de multipercurso resolvíveis do canal.

Recentemente, foi introduzido em [LP00], um novo paradigma para a STBC em canais com desvanecimento seletivo em frequência. Esse método, denominado codificação espaço-temporal em bloco por inversão temporal (TR-STBC) [LSLL02] e [SL02], é composto por uma versão modificada do método de Alamouti, implementada a nível de bloco no domínio temporal, e por bandas de guarda para evitar a IBI. A aplicação da TR-STBC permite, através da combinação da filtragem casada no domínio temporal e da conjugação e inversão temporal, o desacoplamento de um canal de MIMO com desvanecimento seletivo em frequência em múltiplos canais de SISO independentes com desvanecimento seletivo em frequência, oferecendo também um ganho máximo de diversidade de ordem  $A_r \cdot A_t \cdot L$ . Deste modo, é possível substituir o equalizador de MIMO por equalizadores convencionais de SISO e simplificar o processo de equalização.

Em [AUG01], foi apresentada uma comparação de desempenho entre os métodos de OFDM-STBC, de SC-DFE-STBC e de TR-STBC para um sistema celular empregando o padrão EDGE (*Enhanced Data Rate for GSM Evolution*). Os resultados obtidos mostram que o método de TR-STBC apresenta um bom compromisso entre desempenho e complexidade, além de superar os demais métodos nas condições analisadas.

Os benefícios oferecidos pelo método de TR-STBC motivaram uma investigação mais profunda de suas propriedades e limitações. Como resultado, são apresentadas neste capítulo, três novas propostas de receptores para a STBC em canais com desvanecimento seletivo em frequência baseadas no método de TR-STBC: a equalização pós-combinação com estimativa de canal [CSJ03d] e [CSJ03a]; a equalização pós-combinação com estimativa adaptativa de canal usando cancelamento de interferência entre antenas; e a equalização e combinação conjunta de MIMO [CSJ03d] e [CSJ03a].

## 7.1 Modelo para a Codificação Espaço-Temporal em Bloco em Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência

Considera-se o *downlink* de um sistema de comunicação sem fio de múltiplas antenas empregando o método de TR-STBC, como apresentado em [LP00]. A ERB é dotada de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e cada EM emprega uma ou duas antenas de recepção ( $A_r = 1$  ou  $2$ ), ambas utilizando antenas suficientemente afastadas para assumir que os sinais transmitidos sofrem desvanecimentos independentes, [Lee98] e [YKT91] (Embora o modelo apresentado se restrinja ao caso de duas antenas de transmissão e no máximo duas antenas de recepção, os métodos propostos podem ser facilmente generalizados para um número maior de antenas).

De acordo com o método de TR-STBC, um dado *stream* de símbolos de informação é primeiramente convertido de série para paralelo resultando, para o caso de duas antenas de transmissão, nos *substreams* de símbolos  $\mathbf{b}_1$  e  $\mathbf{b}_2$ . Devido à estrutura imposta pelo método de TR-STBC, os *substreams* de símbolos  $\mathbf{b}_1$  e  $\mathbf{b}_2$  devem conter um mesmo número de símbolos, o que implica que o *stream* de símbolos de dados original deve, neste caso, ser composto por um número par de símbolos. Os quadros a serem transmitidos pelas duas antenas são divididos em dois intervalos de bloco. Durante o primeiro bloco,  $\mathbf{b}_1$  é

transmitido pela antena 1 e  $\mathbf{b}_2$  é transmitido pela antena 2. No segundo bloco,  $\mathbf{b}_2$  sofre uma inversão temporal, uma inversão de sinal e uma conjugação complexa antes de ser transmitido pela antena 1 e  $\mathbf{b}_1$  sofre uma inversão temporal e uma conjugação complexa antes de ser transmitido pela antena 2.

Considerando a hipótese quase estática, onde os coeficientes dos canais de propagação a partir das antenas 1 e 2 são constantes durante um quadro, pode-se obter a seguinte representação para o canal de propagação com desvanecimento seletivo em frequência:

$$p_{i,j}(k) = \sum_{l=0}^{L_{i,j}-1} \beta_{i,j}^l \cdot \psi(k - \tau_{i,j}^l) \quad (132)$$

Onde,

$L_{i,j}$  é o número de componentes de multipercurso do canal de propagação entre a  $i$ -ésima antena de transmissão e a  $j$ -ésima antena de recepção

$\beta_{i,j}^l$  é o ganho complexo do  $l$ -ésimo multipercurso proveniente da  $i$ -ésima antena transmissora para a  $j$ -ésima antena receptora

$\tau_{i,j}^l$  é o atraso de propagação causado pelo canal de propagação entre a  $i$ -ésima antena de transmissão e a  $j$ -ésima antena de recepção

$\psi(k)$  é a forma de onda do sinal filtrado, que inclui os efeitos dos filtros de transmissão e recepção

Assumindo que o receptor está em perfeito sincronismo com o primeiro componente de multipercurso  $l_{i,j}^0$  do sinal recebido ( $\tau_{i,j}^{l_{i,j}^0} = 0$ ) e que os canais de propagação  $p_{i,j}(k)$  podem ser modelados como filtros com respostas impulsivas finitas (FIR) de ordem  $\rho_{i,j}$  tal que  $\rho_{i,j} \leq (L-1)$ , pode-se representar o vetor de canal correspondente a  $i$ -ésima antena de transmissão e a  $j$ -ésima antena de recepção por:

$$\mathbf{p}_{i,j} = [p_{i,j}(0), \dots, p_{i,j}(L-1)]^T \quad (133)$$



Onde,

$L$  é a dimensão do vetor de canal de propagação por multipercurso após o processo de vetorização

Deste modo, o sinal recebido no intervalo de bloco  $block$  na  $j$ -ésima antena de recepção pode ser representado por:

$$\mathbf{r}_j^{block} = \sum_{i=1}^{A_t} \mathbf{p}_{i,j} * \mathbf{s}_i^{block} + \mathbf{v}_j^{block} \quad (134)$$

Onde,

$$\mathbf{r}_j^{block} = [r_j^{block}(1), \dots, r_j^{block}(N_{sb} + L - 1)]^T$$

$N_{sb}$  é o número de símbolos em cada bloco

$\mathbf{s}_i^{block}$  é o *substream* codificado transmitido pela  $i$ -ésima antena de transmissão

$\mathbf{v}_j^{block}$  é o vetor de ruído

$*$  representa a operação de convolução

## 7.2 Equalização Pós-Combinação com Estimativa de Canal

O método de TR-STBC, apresentado em [LP00], [SL02] e [LSLL02], considera que o canal de propagação é perfeitamente conhecido no receptor, para tornar possível a implementação da filtragem casada com o canal, e utiliza  $A_t$  equalizadores de MLSE após o processo de combinação linear e decodificação da STBC, para eliminar a ISI e recuperar corretamente os símbolos transmitidos. Entretanto, como mencionado no início deste capítulo, o receptor não dispõe normalmente da informação do canal de propagação *a priori*, sendo necessário usar técnicas de estimativa para obtê-la. Além disto, a utilização de  $A_t$  equalizadores de MLSE no receptor apresenta uma alta complexidade computacional.

Neste contexto, é apresentada nesta seção, uma nova proposta de STBC para canais com desvanecimento seletivo em frequência, denominada equalização pós-combinação com estimativa de canal (STBC-EPCCE), baseada numa versão LS do método de TR-STBC que leva em consideração o processo de estimativa do canal. O método proposto oferece uma razoável redução da complexidade computacional quando comparada ao método de TR-STBC convencional.

Considerando primeiramente o caso de um sistema empregando duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ), e assumindo que a matriz de codificação do método de STBC seja dada por [LP00]:

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1^1 & \mathbf{s}_2^1 \\ \mathbf{s}_1^2 & \mathbf{s}_2^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_2 \\ -\mathbf{\Gamma}_{N_{sb}} \cdot \mathbf{b}_2^* & \mathbf{\Gamma}_{N_{sb}} \cdot \mathbf{b}_1^* \end{bmatrix} \quad (135)$$

Onde,

$\mathbf{b}_i$  é o *substream* de símbolos, composto por  $N_{sb}$  símbolos, proveniente da  $i$ -ésima antena de transmissão dado por:  $\mathbf{b}_i = [b_i(1), \dots, b_i(N_{sb})]^T$

$(\cdot)^*$  representa a operação de conjugação complexa

$\mathbf{\Gamma}_{N_{sb}}$  é a matriz de permutação ( $N_{sb} \times N_{sb}$ ) dada por:

$$\mathbf{\Gamma}_{N_{sb}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ & \ddots \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (136)$$

Pode-se representar o sinal recebido pela antena de recepção durante os blocos 1 e 2 usando a seguinte notação vetorial:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{r}_1^1 \\ \mathbf{r}_1^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_2 \\ -\mathbf{\Gamma}_{N_{sb}} \cdot \mathbf{b}_2^* & \mathbf{\Gamma}_{N_{sb}} \cdot \mathbf{b}_1^* \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \mathbf{p}_{1,1} \\ \mathbf{p}_{2,1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1^1 \\ \mathbf{v}_1^2 \end{bmatrix} \quad (137)$$

Os símbolos transmitidos podem ser recuperados, extraindo  $\mathbf{b}_1$  e  $\mathbf{b}_2$  a partir dos sinais recebidos durante os blocos 1 e 2, de acordo com o esquema apresentado em [LP00]. Sejam  $\tilde{\mathbf{r}}_1^1 \triangleq \mathbf{r}_1^1$  e  $\tilde{\mathbf{r}}_1^2 \triangleq \mathbf{\Gamma}_{N_{sb}+L-1} \cdot \mathbf{r}_1^{2*}$ . Combinando  $\tilde{\mathbf{r}}_1^1$  e  $\tilde{\mathbf{r}}_1^2$  através da estimativa perfeita (ou baseada em treinamento) dos canais de desvanecimento, pode-se extrair as versões desacopladas  $\mathbf{y}_1$  e  $\mathbf{y}_2$  dos *substreams* transmitidos através de simples processamento de sinais. Especificamente, para obter o *substream*  $\mathbf{y}_1$ , pode-se combinar os *substreams* modificados  $\tilde{\mathbf{r}}_1^1$  e  $\tilde{\mathbf{r}}_1^2$  recebidos nos blocos 1 e 2, respectivamente, como apresentado a seguir:

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{\Gamma}_L \cdot \hat{\mathbf{p}}_{1,1}^* * \tilde{\mathbf{r}}_1^1 + \hat{\mathbf{p}}_{2,1} * \tilde{\mathbf{r}}_1^2 \quad (138)$$

De maneira similar, pode-se obter o *substream*  $\mathbf{y}_2$  por:

$$\mathbf{y}_2 = \mathbf{\Gamma}_L \cdot \hat{\mathbf{p}}_{2,1}^* * \tilde{\mathbf{r}}_1^1 - \hat{\mathbf{p}}_{1,1} * \tilde{\mathbf{r}}_1^2 \quad (139)$$

Onde,

$\hat{\mathbf{p}}_{i,j}$  é a estimativa do canal a partir da  $i$ -ésima antena de transmissão para a  $j$ -ésima antena de recepção

As estimativas dos canais de propagação  $\hat{\mathbf{p}}_{i,j}$ ,  $i = 1, 2$  ( $j=1$ ), podem ser obtidas utilizando várias técnicas diferentes (como, por exemplo, os métodos apresentados no capítulo 3). Por simplicidade, são apresentadas aqui apenas duas versões baseadas no critério LS (embora outros critérios e algoritmos tenham sido testados). De acordo [Hay96], é possível obter as estimativas dos canais  $\hat{\mathbf{p}}_{i,j}$ , no sentido LS, através de:

$$\hat{\mathbf{p}}_{i,j=1} = \left( \frac{1}{N_t} \cdot \sum_{k=1}^{N_t} \check{\mathbf{b}}_i(k)^* \cdot \check{\mathbf{b}}_i(k)^T \right)^{-1} \cdot \left( \frac{1}{N_t} \cdot \sum_{k=1}^{N_t} \check{\mathbf{b}}_i(k)^* \cdot r_j^1(k) \right) \quad (140)$$

Onde,

$r_j^1(k)$  é o  $k$ -ésimo símbolo recebido, do primeiro bloco, na  $j$ -ésima antena de recepção

$$\check{\mathbf{b}}_i(k) = [b_i(k), \dots, b_i(k - L + 1)]^T$$

$b_i(k)$  é o  $k$ -ésimo símbolo de treinamento, transmitido pela  $i$ -ésima antena de transmissão, que compõem  $\mathbf{b}_i^{train} = [b_i(1) \dots b_i(N_t)]$

$N_t$  é o número de símbolos de treinamento disponível por antena transmissora

O método RLS [Hay96] também pode ser empregado para obter  $\hat{\mathbf{p}}_{i,j}$ ,  $i = 1, 2$  ( $j=1$ ). A seguir, o algoritmo é descrito usando notação conveniente:

1. Inicializar

$$\hat{\mathbf{p}}_{i,j=1}^{(0)} = \mathbf{0}, \quad \hat{\mathbf{R}}_{i,j=1}^{-1} = \varsigma^{-1} \cdot \mathbf{I}_L \quad (141)$$

2. Calcular

$$\mathbf{K}_{i,j}(k) = \frac{\lambda_{rls}^{-1} \cdot \hat{\mathbf{R}}_{i,j}^{-1} \cdot \check{\mathbf{b}}_i(k)^*}{1 + \lambda_{rls}^{-1} \cdot \check{\mathbf{b}}_i(k)^T \cdot \hat{\mathbf{R}}_{i,j}^{-1} \cdot \check{\mathbf{b}}_i(k)^*} \quad (142)$$

3. Determinar

$$\varepsilon_{i,j}(k) = r_j^1(k) - \check{\mathbf{b}}_i(k)^T \cdot \hat{\mathbf{p}}_{i,j}^{(k-1)} \quad (143)$$

4. Calcular

$$\hat{\mathbf{p}}_{i,j}^{(k)} = \hat{\mathbf{p}}_{i,j}^{(k-1)} + \mathbf{K}_{i,j}(k) \cdot \varepsilon_{i,j}(k) \quad (144)$$

5. Atualizar

$$\hat{\mathbf{R}}_{i,j}^{-1} \leftarrow \lambda_{rls}^{-1} [\hat{\mathbf{R}}_{i,j}^{-1} - \mathbf{K}_{i,j}(k) \cdot \check{\mathbf{b}}_i(k)^T \cdot \hat{\mathbf{R}}_{i,j}^{-1}] \quad (145)$$

Onde,

$\hat{\mathbf{R}}_{i,j}$  é a matriz de correlação referente ao canal da  $i$ -ésima antena de transmissão para a  $j$ -ésima antena de recepção

$\mathbf{I}_L$  é a matriz identidade ( $L \times L$ )

$\varsigma$  é uma constante positiva pequena [Hay96]

Os *substreams*  $\mathbf{y}_1$  e  $\mathbf{y}_2$ , obtidos pelo processo de combinação linear, são as versões desacopladas de  $\mathbf{b}_1$  e  $\mathbf{b}_2$ . Entretanto, ainda é necessário eliminar a ISI para recuperar perfeitamente  $\mathbf{b}_1$  e  $\mathbf{b}_2$ . Utilizando um procedimento semelhante ao empregado na obtenção das estimativas dos canais de propagação  $\hat{\mathbf{p}}_{i,j}$ , é possível obter o vetor ótimo  $\mathbf{w}_i$ ,  $i = 1, 2$ , no sentido LS, para a equalização apropriada do canal usando [Hay96]:

$$\mathbf{w}_i = \left( \frac{1}{N_t} \cdot \sum_{k=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{y}}_i(k)^* \cdot \tilde{\mathbf{y}}_i(k)^T \right)^{-1} \cdot \left( \frac{1}{N_t} \cdot \sum_{k=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{y}}_i(k)^* \cdot b_i(k)^T \right) \quad (146)$$

Onde,

$$\tilde{\mathbf{y}}_i(k) = [y_i(k), y_i(k-1), \dots, y_i(k-N_e+1)]^T$$

$N_e$  é o número de coeficientes dos subfiltros  $\mathbf{w}_i$  empregados na equalização

Deste modo, é possível determinar as estimativas  $\hat{\mathbf{b}}_1$  e  $\hat{\mathbf{b}}_2$  dos *substreams* enviados pelas antenas 1 e 2, respectivamente, e recuperar o *stream* de dados transmitido. Como no processo de estimativa de canal, tanto o algoritmo RLS como outros algoritmos adaptativos podem também ser empregados para desempenhar o processo de equalização. O método de codificação espaço-temporal em bloco empregando o algoritmo RLS, para determinar as estimativas do canal e para realizar o processo de equalização, é denominado ao longo deste trabalho como método de STBC-RLS-EPCCE.

Para um receptor empregando duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ), tem-se que o processo de codificação espaço-temporal e transmissão é o mesmo empregado para o caso de uma antena de recepção (já que ambos empregam duas antenas de transmissão) e os sinais recebidos nos blocos 1 e 2 podem ser representados por:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{r}_1^1 \\ \mathbf{r}_1^2 \\ \mathbf{r}_2^1 \\ \mathbf{r}_2^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_2 & \mathbf{0} \\ -\boldsymbol{\Gamma}_{N_{sb}} \cdot \mathbf{b}_2^* & \boldsymbol{\Gamma}_{N_{sb}} \cdot \mathbf{b}_1^* & \\ & \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_2 \\ \mathbf{0} & -\boldsymbol{\Gamma}_{N_{sb}} \cdot \mathbf{b}_2^* & \boldsymbol{\Gamma}_{N_{sb}} \cdot \mathbf{b}_1^* \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \mathbf{p}_{1,1} \\ \mathbf{p}_{2,1} \\ \mathbf{p}_{1,2} \\ \mathbf{p}_{2,2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1^1 \\ \mathbf{v}_1^2 \\ \mathbf{v}_2^1 \\ \mathbf{v}_2^2 \end{bmatrix} \quad (147)$$

Quando o receptor emprega duas antenas de recepção, pode-se obter o *substream*  $\mathbf{y}_1$  por:

$$\mathbf{y}_1 = \boldsymbol{\Gamma}_L \cdot \hat{\mathbf{p}}_{1,1}^* * \tilde{\mathbf{r}}_1^1 + \hat{\mathbf{p}}_{2,1} * \tilde{\mathbf{r}}_1^2 + \boldsymbol{\Gamma}_L \cdot \hat{\mathbf{p}}_{1,2}^* * \tilde{\mathbf{r}}_2^1 + \hat{\mathbf{p}}_{2,2} * \tilde{\mathbf{r}}_2^2 \quad (148)$$

De maneira similar, pode-se obter o *substream*  $\mathbf{y}_2$  por:

$$\mathbf{y}_2 = \boldsymbol{\Gamma}_L \cdot \hat{\mathbf{p}}_{2,1}^* * \tilde{\mathbf{r}}_1^1 - \hat{\mathbf{p}}_{1,1} * \tilde{\mathbf{r}}_1^2 + \boldsymbol{\Gamma}_L \cdot \hat{\mathbf{p}}_{2,2}^* * \tilde{\mathbf{r}}_2^1 - \hat{\mathbf{p}}_{1,2} * \tilde{\mathbf{r}}_2^2 \quad (149)$$

Onde,

$$\tilde{\mathbf{r}}_2^1 \triangleq \mathbf{r}_2^1$$

$$\tilde{\mathbf{r}}_2^2 \triangleq \boldsymbol{\Gamma}_{N_{sb}+L-1} \cdot \mathbf{r}_2^{2*}$$

Empregando os mesmos procedimentos de estimativa de canal e equalização apresentados para o caso de uma única antena de recepção, pode-se igualmente obter as estimativas dos *substreams* de símbolos transmitidos,  $\hat{\mathbf{b}}_1$  e  $\hat{\mathbf{b}}_2$ . Como pode-se verificar, o método de STBC-EPCCE pode ser facilmente estendido para um número arbitrário de antenas de recepção (utilizando procedimentos similares ao descrito para o caso de duas antenas de recepção) e também de transmissão [TJC99a].

### 7.3 Equalização Pós-Combinação com Estimativa de Canal Iterativa usando Cancelamento de Interferência Inter-Antena

Como apresentado no início deste capítulo, uma das causas da deterioração de desempenho dos métodos de STBC em canais de propagação com desvanecimento seletivo em frequência é a interferência gerada pelos sinais enviados simultaneamente pelas múltiplas antenas de transmissão, denominada aqui interferência inter-antena (IAI). A estrutura do método de STBC-EPCCE, baseada no método de TR-STBC originalmente proposto em [LP00], possibilita transpor esta limitação através da utilização de um filtro casado com o canal de propagação antes do processo de combinação linear. Entretanto, como visto, normalmente o canal de propagação não é conhecido *a priori* e o método de STBC-EPCCE mantém sua funcionalidade através do acoplamento do processo de estimativa de canal à sua estrutura. Como resultado, a IAI passa a ser um fator de deterioração de desempenho do método de STBC-EPCCE, atuando diretamente no processo de estimativa do canal de propagação.

Na tentativa de reduzir os efeitos da IAI no processo de estimativa do canal e melhorar o desempenho do método de STBC-EPCCE, é proposto nesta seção um novo método denominado equalização pós-combinação com estimativa de canal iterativa usando cancelamento de interferência inter-antena (STBC-EPCICE). O método de STBC-EPCICE utiliza um processo iterativo de estimativa de canal (ICE) associado a um esquema de cancelamento da IAI. A estrutura iterativa proposta realiza o cancelamento da IAI através do emprego de técnicas adaptativas baseadas no critério de LS (embora outros critérios possam também ser usados), oferecendo uma estimativa do canal de propagação mais precisa a cada iteração e melhorando o desempenho do receptor.

Na figura 41, é apresentado o método iterativo de estimativa de canal com cancelamento de interferência inter-antena para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ). A cada iteração,

são obtidas estimativas dos *substreams* de símbolos transmitidos pelas antenas de transmissão 1 e 2. Em seguida, os *substreams* de símbolos reconstruídos são subtraídos do sinal recebido  $\mathbf{r}_1^1$ , permitindo obter novas estimativas de  $\hat{\mathbf{p}}_{1,1}$  e  $\hat{\mathbf{p}}_{2,1}$ , respectivamente, como mostra a figura.

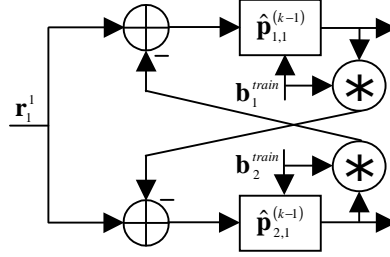


Figura 41: Processo iterativo de estimativa de canal com cancelamento da interferência inter-antena ( $A_t = 2$  e  $A_r = 1$ )

O algoritmo de estimativa de canal iterativo para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ) é dado por:

1. Inicializar

$$\check{\mathbf{r}}_{i,j=1}^{(0)} = [r_j^1(1), \dots, r_j^1(N_t + L - 1)]^T \quad (150)$$

2. Estimar

$$\hat{\mathbf{p}}_{i,j=1}^{(k-1)} = \left( \frac{1}{N_t} \cdot \sum_{k=1}^{N_t} \check{\mathbf{b}}_i(k)^* \cdot \check{\mathbf{b}}_i(k)^T \right)^{-1} \cdot \left( \frac{1}{N_t} \cdot \sum_{k=1}^{N_t} \check{\mathbf{b}}_i(k)^* \cdot \check{r}_{i,j}^{(k-1)}(k) \right) \quad (151)$$

3. Determinar

$$\hat{\mathbf{g}}_{i,j=1}^{(k-1)} = \mathbf{b}_i^{train} * \hat{\mathbf{p}}_{i,j}^{(k-1)} \quad (152)$$

4. Calcular

$$\check{\mathbf{r}}_{i,j=1}^{(k)} = \check{\mathbf{r}}_{i,j}^{(0)} - \sum_{z=1, z \neq i}^{A_t} \hat{\mathbf{g}}_{z,j}^{(k-1)} \quad (153)$$

5. Repetir 2 a 4 até  $k = N_{iter} + 1$



Onde,

$$i = 1, 2$$

$\check{\mathbf{r}}_{i,j}^{(k)}$  é o *substream* de símbolos recebido referente ao primeiro intervalo de bloco, na  $j$ -ésima antena de recepção e na  $k$ -ésima iteração (considerando o cancelamento da interferência inter-antena na  $k$ -ésima iteração)

$$\check{\mathbf{b}}_i(k) = [b_i(k), \dots, b_i(k - L + 1)]^T$$

$b_i(k)$  é o  $k$ -ésimo símbolo de treinamento, transmitido pela  $i$ -ésima antena de transmissão, que compõem  $\mathbf{b}_i^{train} = [b_i(1) \dots b_i(N_t)]$

$\hat{\mathbf{p}}_{i,j}^{(k)}$  é a estimativa do canal a partir da  $i$ -ésima antena de transmissão para a  $j$ -ésima antena de recepção na  $k$ -ésima iteração

$\hat{\mathbf{g}}_{i,j}^{(k)} = [g_{i,j}(1) \dots g_{i,j}(N_t + L - 1)]^T$  é o *substream* de símbolos reconstruído, transmitido pela  $i$ -ésima antena de transmissão e recebido pela  $j$ -ésima antena de recepção na  $k$ -ésima iteração

$N_{iter}$  é o número de iterações

Assim como apresentado na seção anterior, o processo de estimativa de canal através do método de LS, utilizado no passo 2 do algoritmo de estimativa de canal iterativa, pode ser substituído por diferentes algoritmos adaptativos, como por exemplo o algoritmo RLS, empregado no método de STBC-RLS-EPCCE.

Uma vez obtidas estimativas mais precisas dos canais de propagação, através do processo de estimativa iterativa, pode-se recuperar os *substreams*  $\mathbf{b}_1$  e  $\mathbf{b}_2$ , transmitidos pelas diferentes antenas de transmissão, através da aplicação dos mesmos processos de combinação linear e equalização utilizados pelo método de STBC-EPCCE.

O método de STBC-EPCICE também pode ser facilmente estendido para um número arbitrário de antenas de transmissão e de recepção utilizando procedimentos similares aos empregados no método de STBC-EPCCE.

## 7.4 Equalização e Combinação Conjunta de MIMO

Os métodos de STBC-EPCCE e de STBC-EPCICE, propostos nas seções anteriores, executam separadamente os processos de estimativa do canal, combinação linear e equalização, oferecendo uma redução da complexidade e um ganho de diversidade espacial e de multipercurso devido à recuperação da sua estrutura ortogonal no receptor.

Nesta seção, é apresentada uma proposta de receptor, baseada no método apresentado em [MS01b] para sistemas SSMA-TDM, que não requer a estimativa direta do canal de propagação, realizando as operações de combinação linear e equalização conjuntamente. O método proposto em [MS01b] é adaptado para sistemas de comunicação sem fio convencionais e estendido para o caso de duas antenas de transmissão e duas antenas de recepção. O método modificado será denominado ao longo deste trabalho de equalização e combinação conjunta de MIMO para a STBC (STBC-MIMO-JEC).

Os *substreams*  $\mathbf{y}_1$  e  $\mathbf{y}_2$  obtidos em (138) e (139), e em (148) e (149), para o caso de uma e duas antenas de recepção, respectivamente, podem também ser analisados num *framework* de MIMO [MS01b]. Considerando primeiramente o caso de um receptor empregando uma antena de recepção ( $A_t = 2$  e  $A_r = 1$ ), pode-se obter uma representação no domínio da frequência para os sinais do *substream*  $\mathbf{y}_1$  através de:

$$\mathbf{Y}_1(z) = \mathbf{P}_{1,1} \left( \frac{1}{z^*} \right) \cdot \tilde{\mathbf{R}}_1^1(z) + \mathbf{P}_{2,1}(z) \cdot \tilde{\mathbf{R}}_1^2(z) \quad (154)$$

De maneira similar, pode-se obter uma representação no domínio da frequência para os sinais do *substream*  $\mathbf{y}_2$  por:

$$\mathbf{Y}_2(z) = \mathbf{P}_{2,1} \left( \frac{1}{z^*} \right) \cdot \tilde{\mathbf{R}}_1^1(z) + \mathbf{P}_{1,1}(z) \cdot \tilde{\mathbf{R}}_1^2(z) \quad (155)$$

Onde,

$\mathbf{Y}_i(z)$  representa a transformada  $z$  do sinal  $\mathbf{y}_i$

Combinando a transformada  $z$  de (137) com (154) e com (155), pode-se obter, respectivamente:

$$\mathbf{Y}_1(z) = \tilde{\mathbf{P}}(z) \cdot \mathbf{b}_1(z) + \mathbf{N}_1^1(z) \quad (156)$$

e

$$\mathbf{Y}_2(z) = \tilde{\mathbf{P}}(z) \cdot \mathbf{b}_2(z) + \mathbf{N}_1^2(z) \quad (157)$$

Onde,

$\mathbf{N}_1^{slot}(z)$  representa a transformada  $z$  de  $\mathbf{n}_1^{slot}$ , onde  $\mathbf{n}_1^{slot}$  é uma combinação linear de  $\mathbf{v}_1^{slot}$ , obtida pelo processo decodificação espaço-temporal

$$\tilde{\mathbf{P}}(z) = \mathbf{P}_{1,1}(z) \cdot \mathbf{P}_{1,1}^* \left( \frac{1}{z^*} \right) + \mathbf{P}_{2,1}(z) \cdot \mathbf{P}_{2,1}^* \left( \frac{1}{z^*} \right) \quad (158)$$

Assim, as expressões (156) e (157) podem ser, de forma equivalente, expressas por:

$$\mathbf{y}_1 = \tilde{\mathbf{p}} * \mathbf{b}_1 + \mathbf{n}_1^1 \quad (159)$$

e

$$\mathbf{y}_2 = \tilde{\mathbf{p}} * \mathbf{b}_2 + \mathbf{n}_1^2 \quad (160)$$

Onde,

$$\tilde{\mathbf{p}} = \mathbf{p}_{1,1} * \Gamma_L \cdot \mathbf{p}_{1,1}^* + \mathbf{p}_{2,1} * \Gamma_L \cdot \mathbf{p}_{2,1}^* \quad (161)$$

Aplicando  $\mathbf{y}_1$  e  $\mathbf{y}_2$ , respectivamente, a dois equalizadores de MMSE, pode-se obter as estimativas dos *substreams*  $\mathbf{b}_1$  e  $\mathbf{b}_2$ , transmitidos pelas antenas de transmissão 1 e 2, respectivamente. Representando o processo de equalização no domínio da frequência, tem-se que [MS01b]:

$$\mathbf{U}(z) = \frac{\tilde{\mathbf{P}}^*\left(\frac{1}{z^*}\right)}{\tilde{\mathbf{P}}(z) \cdot \tilde{\mathbf{P}}^*\left(\frac{1}{z^*}\right) + \mathbf{S}_n(z)} \quad (162)$$

Onde,

$\mathbf{U}(z)$  representa a função de transferência do processo de equalização

$\mathbf{S}_n(z)$  é a densidade espectral de potência de  $\mathbf{n}_1^1$  e  $\mathbf{n}_1^2$

Como  $\tilde{\mathbf{P}}^*\left(\frac{1}{z^*}\right) = \tilde{\mathbf{P}}(z)$ , tem-se que:

$$\mathbf{U}(z) = \frac{\tilde{\mathbf{P}}(z)}{\tilde{\mathbf{P}}^2(z) + \mathbf{S}_n(z)} \quad (163)$$

De acordo com [MS01b], o processo de equalização pode ser incluído no *framework* de MIMO, através do uso dos quatro filtros descritos a seguir:

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{1,1}(z) &= \mathbf{P}_{1,1}^*\left(\frac{1}{z^*}\right) \cdot \mathbf{U}(z) \\ &= \frac{\mathbf{P}_{1,1}^*\left(\frac{1}{z^*}\right) \cdot \tilde{\mathbf{P}}(z)}{\tilde{\mathbf{P}}^2(z) + \mathbf{S}_n(z)} \end{aligned} \quad (164)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{1,2}(z) &= \mathbf{P}_{2,1}^*\left(\frac{1}{z^*}\right) \cdot \mathbf{U}(z) \\ &= \frac{\mathbf{P}_{2,1}^*\left(\frac{1}{z^*}\right) \cdot \tilde{\mathbf{P}}(z)}{\tilde{\mathbf{P}}^2(z) + \mathbf{S}_n(z)} \end{aligned} \quad (165)$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{W}_{2,1}(z) &= \mathbf{P}_{2,1}(z) \cdot \mathbf{U}(z) \\
&= \frac{\mathbf{P}_{2,1}(z) \cdot \tilde{\mathbf{P}}(z)}{\tilde{\mathbf{P}}^2(z) + \mathbf{S}_n(z)}
\end{aligned} \tag{166}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{W}_{2,2}(z) &= -\mathbf{P}_{1,1}(z) \cdot \mathbf{U}(z) \\
&= -\frac{\mathbf{P}_{1,1}(z) \cdot \tilde{\mathbf{P}}(z)}{\tilde{\mathbf{P}}^2(z) + \mathbf{S}_n(z)}
\end{aligned} \tag{167}$$

Assim, considerando as manipulações matemáticas apresentadas, é possível aplicar os processos de decodificação espaço-temporal e equalização conjuntamente para recuperar os *substreams* de símbolos transmitidos. Desta forma, para o caso de uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ), pode-se obter as estimativas  $\hat{\mathbf{b}}_1$  e  $\hat{\mathbf{b}}_2$  dos *substreams* transmitidos pelas antenas de transmissão 1 e 2, respectivamente, através de:

$$\hat{\mathbf{b}}_1 = \mathbf{w}_{1,1} * \tilde{\mathbf{r}}_1^1 + \mathbf{w}_{1,2} * \tilde{\mathbf{r}}_1^2 \tag{168}$$

e

$$\hat{\mathbf{b}}_2 = \mathbf{w}_{2,1} * \tilde{\mathbf{r}}_1^1 + \mathbf{w}_{2,2} * \tilde{\mathbf{r}}_1^2 \tag{169}$$

Na figura 42, tem-se a representação do método de STBC-MIMO-JEC para o caso de uma antena de recepção, onde  $\tilde{\mathbf{r}}_1^1$  e  $\tilde{\mathbf{r}}_1^2$  são os vetores de entrada e  $\hat{\mathbf{b}}_1$  e  $\hat{\mathbf{b}}_2$  são os vetores de saída.

Para o caso de duas antenas de recepção ( $A_t = 2$  e  $A_r = 2$ ), pode-se estender os resultados apresentados em [MS01b] para obter as estimativas  $\hat{\mathbf{b}}_1$  e  $\hat{\mathbf{b}}_2$  dos vetores transmitidos através das equações:

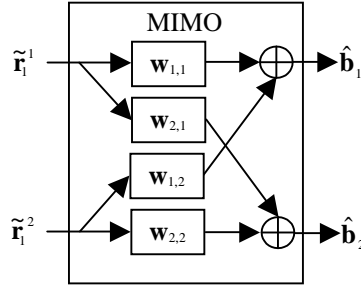


Figura 42: Equalização e Combinação Conjunta de MIMO para duas antenas de transmissão e uma antena de recepção ( $A_t = 2$  e  $A_r = 1$ )

$$\hat{\mathbf{b}}_1 = \mathbf{w}_{1,1} * \tilde{\mathbf{r}}_1^1 + \mathbf{w}_{1,2} * \tilde{\mathbf{r}}_1^2 + \mathbf{w}_{1,3} * \tilde{\mathbf{r}}_2^1 + \mathbf{w}_{1,4} * \tilde{\mathbf{r}}_2^2 \quad (170)$$

e

$$\hat{\mathbf{b}}_2 = \mathbf{w}_{2,1} * \tilde{\mathbf{r}}_1^1 + \mathbf{w}_{2,2} * \tilde{\mathbf{r}}_1^2 + \mathbf{w}_{2,3} * \tilde{\mathbf{r}}_2^1 + \mathbf{w}_{2,4} * \tilde{\mathbf{r}}_2^2 \quad (171)$$

Na figura 43, tem-se a representação do método de STBC-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de recepção, onde  $\tilde{\mathbf{r}}_1^1$  e  $\tilde{\mathbf{r}}_1^2$  são os vetores de entrada correspondentes a antena de recepção 1 e  $\tilde{\mathbf{r}}_2^1$  e  $\tilde{\mathbf{r}}_2^2$  são os vetores de entrada correspondentes a antena de recepção 2.

Os coeficientes dos subfiltros  $\mathbf{w}_{m,n}$  do receptor de STBC-MIMO-JEC podem ser obtidos pelo método RLS de MIMO apresentado em [MHC99]. A partir das figuras 42 e 43, pode-se notar que os receptores usando o método de STBC-MIMO-JEC, diferentemente daqueles usando o método de STBC-EPCCE, podem apresentar um aumento significativo da complexidade à medida que o número de antenas de recepção ( $A_r$ ) aumenta (para um dado número de antenas de transmissão  $A_t$ ), se não for feita nenhuma normalização entre os métodos.

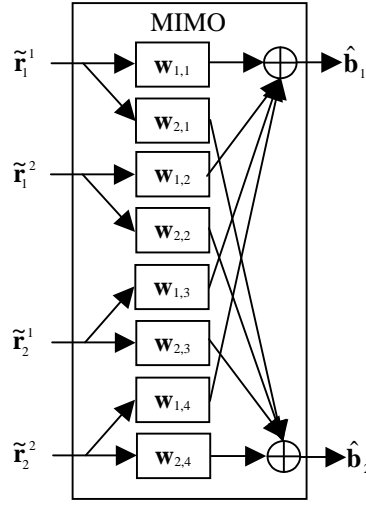


Figura 43: Equalização e Combinação Conjunta de MIMO para duas antenas de transmissão e duas antenas de recepção ( $A_t = 2$  e  $A_r = 2$ )

Para uma STBC empregando  $A_t$  antenas de transmissão e *block* intervalos de bloco, pode-se comparar o desempenho entre os métodos de STBC-EPCCE e STBC-MIMO-JEC, normalizando a complexidade equivalente do processo de equalização. Assim, enquanto o método de STBC-EPCCE utiliza 2 subfiltros de dimensão  $N_e$ , para realizar o processo de equalização no receptor, o método de STBC-MIMO-JEC precisa empregar  $block \cdot A_t \cdot A_r$  subfiltros de dimensão  $N_e / (A_t \cdot A_r)$ . Como exemplo, seja  $A_t = 2$  e  $block = 2$ . Para  $A_r = 1$ , o método de STBC-EPCCE deve empregar dois subfiltros de dimensão  $N_e$  no processo de equalização, enquanto o método de STBC-MIMO-JEC deve empregar quatro subfiltros de dimensão  $N_e/2$ . Para  $A_r = 2$ , o método de STBC-EPCCE requer ainda dois subfiltros de dimensão  $N_e$ , enquanto o método de STBC-MIMO-JEC requer agora oito subfiltros de dimensão  $N_e/4$ .

Entretanto, vale ressaltar que o método de STBC-EPCCE necessita realizar ainda o processo de estimativa do canal, dificultando a obtenção de uma comparação justa entre os dois métodos.

## 7.5 Resultados de Simulação

Nesta seção, são apresentados alguns resultados de simulação referentes aos métodos de STBC-EPCCE, STBC-EPCICE e STBC-MIMO-JEC, propostos neste capítulo, considerando o *downlink* de um sistema de comunicação sem fio de múltiplas antenas empregando modulação QPSK e submetido a um ambiente de propagação com desvanecimento seletivo em frequência. A ERB é dotada de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e são analisados os casos em que cada EM emprega uma e duas antenas de recepção ( $A_r = 1$  e  $A_r = 2$ ).

As simulações são desenvolvidas variando o número de símbolos de treinamento por antena ( $N_t$ ), a relação sinal-ruído ( $SNR$ ), a dimensão dos subfiltros empregados no processo de equalização ( $N_e$ ) e, no caso do método de STBC-EPCICE, do número de iterações ( $N_{iter}$ ) empregado no processo iterativo de estimativa do canal. Como referência de desempenho, é utilizado uma variante do método de STBC-EPCCE, denominado aqui como STBC-EPC, onde o processo de decodificação espaço-temporal assume uma perfeita estimativa do canal de propagação.

Os quadros transmitidos são compostos por 500 símbolos ( $N_s = 500$ ), divididos em dois blocos de 250 símbolos ( $N_{sb} = 250$ ) e os resultados apresentados são obtidos avaliando 4000 quadros ( $N_{fr} = 4000$ ). Os símbolos de treinamento estão presentes nos dois blocos que compõem o quadro (devido à estrutura da STBC) e são adicionados símbolos de guarda para evitar a IBI.

O modelo de canal adotado durante as simulações é baseado na abordagem apresentada na seção 7.1 associada ao modelo de *tapped delay line*, apresentado no capítulo 2. Assume-se durante as simulações, que o canal de propagação é fixo durante um quadro (abordagem quase estática) e composto por 3 componentes de multipercurso independentes ( $L = 3$ ), cujas envoltórias e fases apresentam distribuições de Rayleigh e uniforme, respectivamente. Considera-se ainda que a dimensão do filtro empregado na estimativa do canal é igual à dimensão do canal (o método MDL [WZ89] pode ser empregado para estimar a ordem do canal, como proposto no capítulo 4).



### 7.5.1 STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência

Nesta subseção, são apresentados os resultados de simulação dos métodos de STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC, assim denominados por utilizarem o algoritmo RLS para desempenhar os processos de estimativa de canal (realizado nos métodos de STBC-RLS-EPC e STBC-RLS-EPCCE) e de equalização (realizado em todos os métodos). O fator de esquecimento do algoritmo RLS é considerado igual a 1 ( $\lambda_{rls} = 1$ ).

Nas figuras 44, 45, 46 e 47, são apresentadas as BER dos métodos de STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ) variando a quantidade de símbolos de treinamento por antena de transmissão (limitada a 50 símbolos, correspondendo a 20% do total de símbolos transmitidos) e a dimensão dos subfiltros utilizados no processo de equalização (representada por um fator multiplicativo de  $L$  acrescida de 1), para uma  $SNR$  de 10 dB.

Analisando os resultados, verifica-se que à medida que a quantidade de símbolos de treinamento aumenta, o desempenho dos métodos apresentados aumenta. Aumentando a dimensão dos subfiltros do processo de equalização de uma vez ( $1X$ , representando  $1 \cdot L + 1$ ) a dimensão do canal ( $L$ ) para duas vezes ( $2X$ , representando  $2 \cdot L + 1$ ), há uma melhora significativa de desempenho (à medida que o número de símbolos de treinamento aumenta) para todos os métodos analisados. Entretanto, aumentando a dimensão dos subfiltros de duas vezes ( $2X$ ) para quatro vezes ( $4X$ ), há uma redução de desempenho (para a quantidade de símbolos de treinamento analisadas), notada principalmente no método de STBC-RLS-MIMO-JEC e amenizada através do aumento do número de símbolos de treinamento. Este comportamento pode ser explicado pelo mal condicionamento da matriz de correlação (que é função de  $N_e$ ) quando o número de símbolos de treinamento é menor que sua dimensão. Sem mencionar o aumento da complexidade dos métodos analisados (principalmente o método de STBC-RLS-MIMO-JEC), à medida que a dimensão do filtro aumenta.

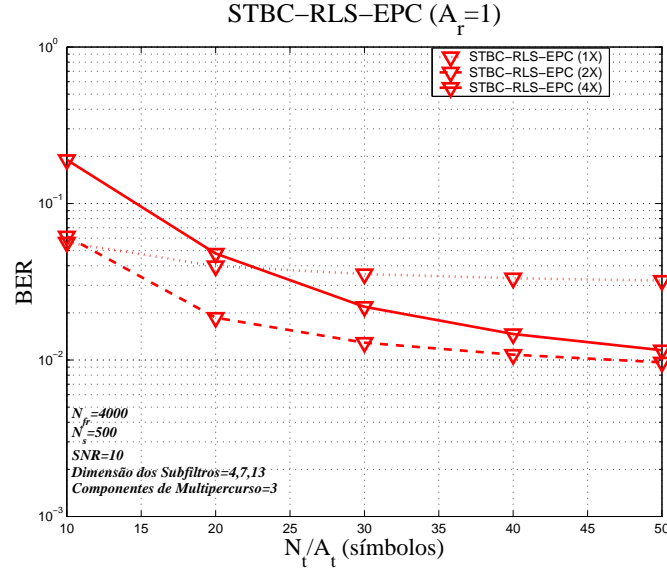


Figura 44: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $SNR = 10$  e  $L = 3$ )

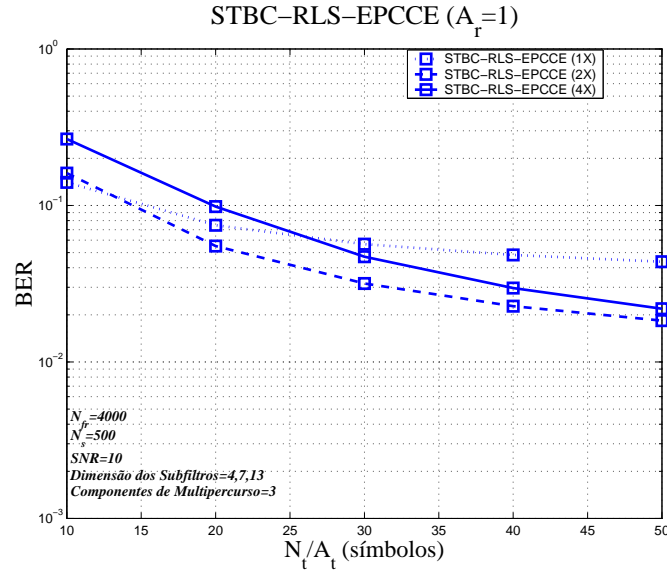


Figura 45: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCCE, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $SNR = 10$  e  $L = 3$ )

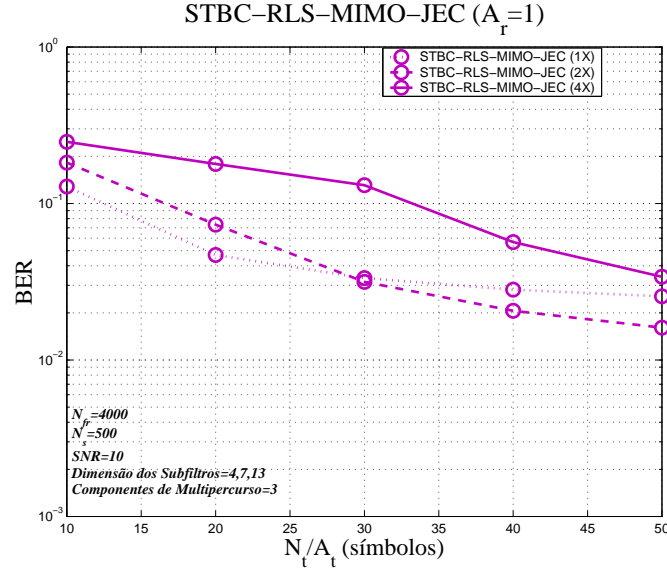


Figura 46: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $SNR = 10$  e  $L = 3$ )

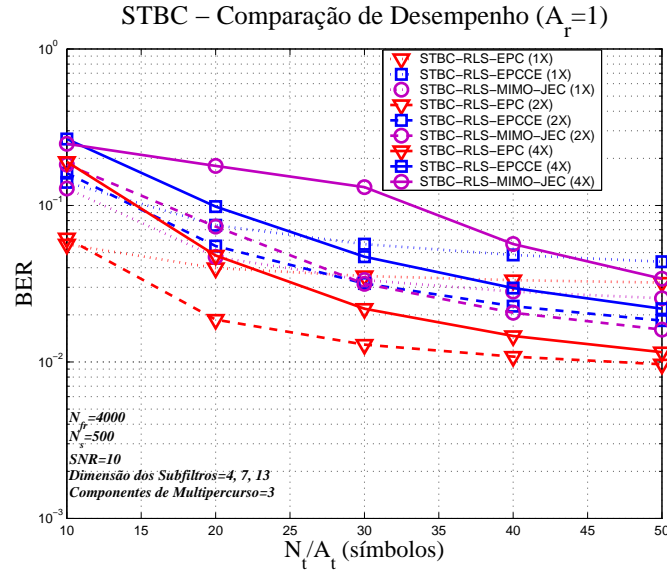


Figura 47: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $SNR = 10$  e  $L = 3$ )

Nas figuras 48, 49, 50 e 51, são apresentadas as BER dos métodos de STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ) variando a quantidade de símbolos de treinamento por antena e a dimensão dos subfiltros utilizados no processo de equalização, considerando uma  $SNR$  igual a 10 dB. Nestas simulações, também foi utilizado um limite máximo de 50 símbolos de treinamento por antena de transmissão.

Para os métodos de STBC-RLS-EPC e STBC-RLS-EPCCE, verifica-se que aumentando a dimensão dos subfiltros de uma vez ( $1X$ ) para duas vezes ( $2X$ ), há uma melhora significativa de desempenho (à medida que o número de símbolos de treinamento aumenta). Entretanto, aumentando a dimensão dos subfiltros de duas vezes ( $2X$ ) para quatro vezes ( $4X$ ), assim como no caso de uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ), há uma redução de desempenho (para a quantidade de símbolos de treinamento analisada).

Para o método de STBC-RLS-MIMO-JEC, todos os aumentos dos subfiltros analisados ocasionam um decréscimo de desempenho (para a quantidade de símbolos de treinamento analisadas). Além disto, pode-se verificar particularmente para o caso de subfiltros com dimensão  $4X$ , que a partir de aproximadamente 40 símbolos de treinamento, há uma redução de desempenho à medida que a quantidade de símbolos de treinamento aumenta (efeito também verificado nos demais casos, mas em menor intensidade). Como explicado na seção 4.3, este efeito é decorrente do mal condicionamento da matriz de correlação. A utilização de subfiltros de dimensão  $4X$ , no método de STBC-RLS-MIMO-JEC, corresponde a um filtro espaço-temporal com 52 ( $4 \cdot [4 \cdot 3 + 1]$ ) coeficientes para cada *substream* transmitido. Isto implica que o número de símbolos de treinamento deve ser maior que 52 (de acordo com [Hay96], duas vezes a dimensão da matriz de correlação). Assim, dependendo do número de antenas empregado nos processos de transmissão e recepção, o número de símbolos de treinamento necessário para obter os níveis de desempenho desejados pode ser maior que aquele disponibilizado pelo sistema, ocasionando uma redução de desempenho.

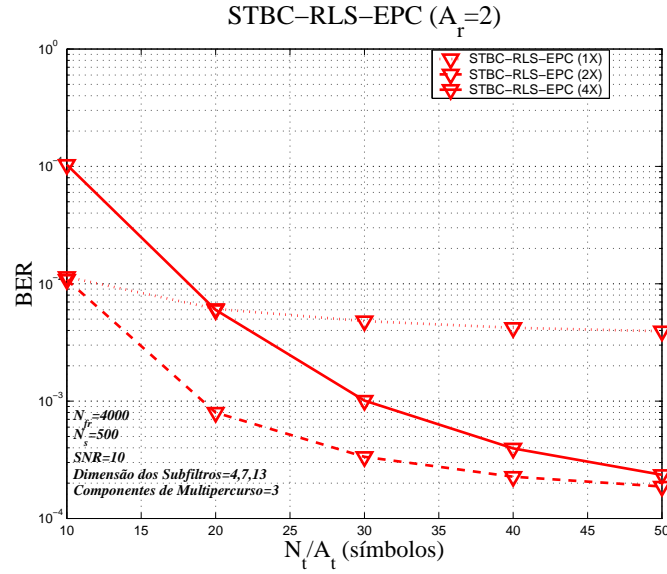


Figura 48: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $SNR = 10$  e  $L = 3$ )

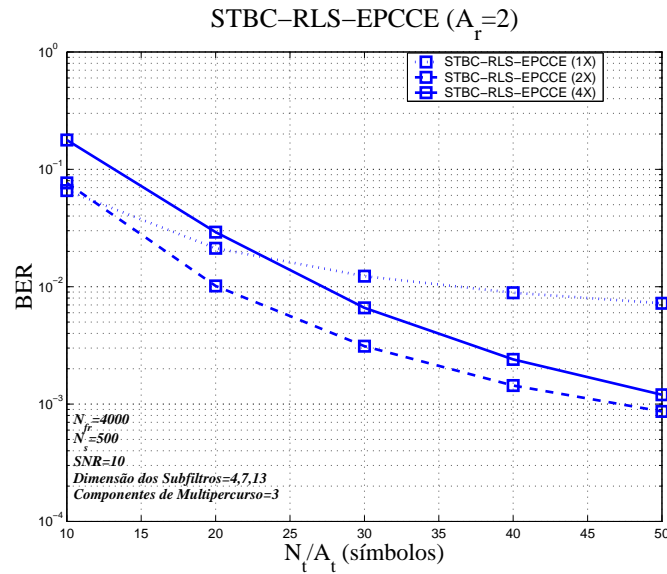


Figura 49: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCCE, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $SNR = 10$  e  $L = 3$ )

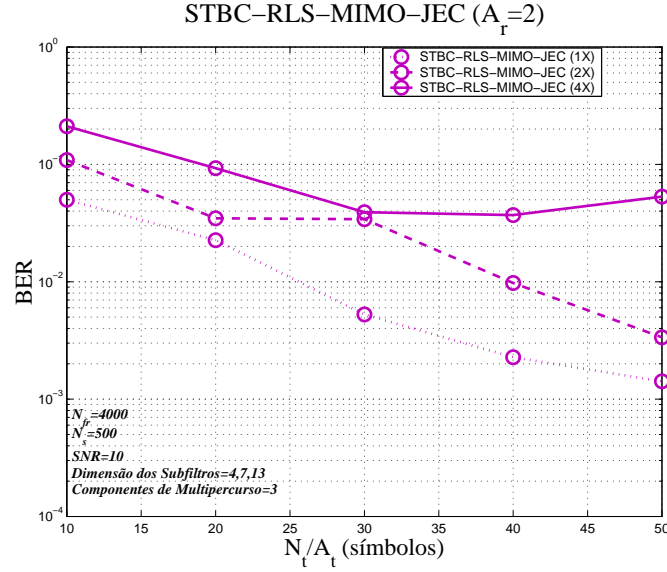


Figura 50: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $SNR = 10$  e  $L = 3$ )

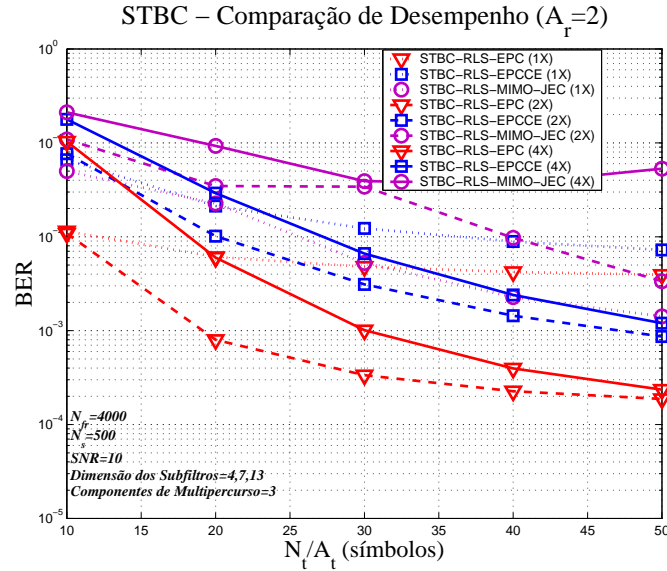


Figura 51: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $SNR = 10$  e  $L = 3$ )

Nas figuras 52, 53, 54 e 55, são apresentadas as BER dos métodos de STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ) variando a  $SNR$  e a dimensão dos subfiltros utilizados no processo de equalização. Com o intuito de obter figuras de desempenho que levem em consideração o compromisso entre *throughput* e treinamento, são utilizados 25 símbolos de treinamento por antena (10% do total de símbolos transmitidos por quadro de dados).

Verifica-se que os métodos analisados tendem a apresentar assintoticamente um patamar residual de erro à medida que a  $SNR$  aumenta. A redução de desempenho obtida pelo aumento da dimensão dos subfiltros do processo de equalização, verificada nas simulações em função da quantidade de símbolos de treinamento, também é observada aqui. Entretanto, nota-se que à medida que a  $SNR$  aumenta, um aumento da dimensão dos subfiltros pode resultar num aumento do desempenho dos métodos de STBC-RLS-EPC e possivelmente dos métodos de STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC.

Analisando as figuras 54 e 55, pode-se também verificar que o método de STBC-RLS-MIMO-JEC é o mais sensível ao aumento da dimensão dos subfiltros empregados no processo de equalização. Em função da realização conjunta dos processos de combinação linear (empregada na decodificação espaço-temporal) e de equalização de MIMO, bem como da maior complexidade agregada (devido a maior quantidade de subfiltros), o método requer uma quantidade maior de símbolos de treinamento para evitar o mal condicionamento da matriz de correlação. Deste modo, embora o aumento da relação  $SNR$  possa oferecer algum ganho de desempenho, torna-se necessário o emprego de seqüências de treinamento compostas por um número maior de símbolos por antena para explorar completamente o potencial disponível no método de STBC-RLS-MIMO-JEC.

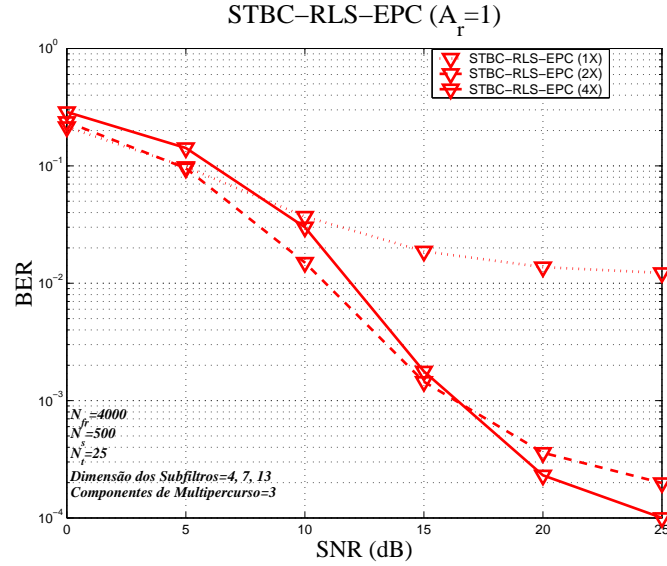


Figura 52: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $N_t = 25$  e  $L = 3$ )

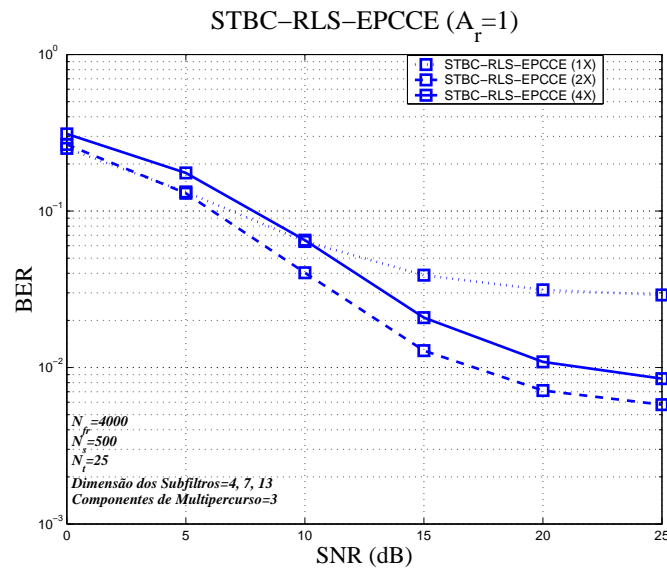


Figura 53: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCCE, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $N_t = 25$  e  $L = 3$ )



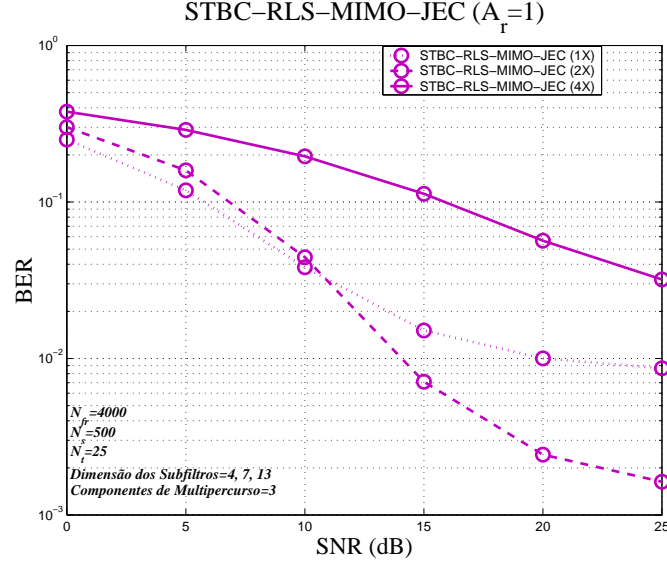


Figura 54: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $N_t = 25$  e  $L = 3$ )

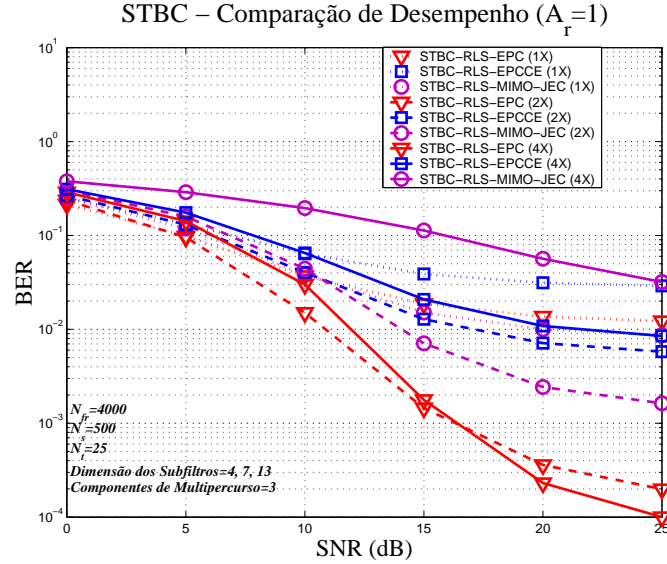


Figura 55: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $N_t = 25$  e  $L = 3$ )

Nas figuras 56, 57, 58 e 59, são apresentadas as BER dos métodos de STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ) variando a  $SNR$  e a dimensão dos subfiltros utilizados no processo de equalização. Com o intuito de obter figuras de desempenho que levem em consideração o compromisso entre *throughput* e treinamento, são utilizados 50 símbolos de treinamento por antena (20% do total de símbolos transmitidos por quadro de dados).

Verifica-se que os métodos analisados também tendem a apresentar assintoticamente um patamar residual de erro à medida que a  $SNR$  aumenta. Para o caso de duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ), os métodos STBC-RLS-EPC e STBC-RLS-EPCCE não apresentam uma redução efetiva de desempenho com o aumento da dimensão dos subfiltros do processo de equalização. Isto ocorre em função da maior quantidade de símbolos de treinamento empregada e do ganho na  $SNR$  oferecido pelo aumento do número de antenas de recepção. Nota-se também que a diferença de desempenho empregando subfiltros com dimensão  $2X$  e  $4X$ , para estes métodos, é pequena ( $< 0.7$  dB) para a faixa de  $SNR$  analisada, possibilitando a utilização de subfiltros de dimensão  $2X$  para reduzir a complexidade do receptor sem grande perda de desempenho.

Analisando as figuras 58 e 59, pode-se verificar que apenas o método de STBC-RLS-MIMO-JEC apresenta uma redução de desempenho com o aumento da dimensão dos subfiltros empregados no processo de equalização. Em função do aumento da complexidade, decorrente do emprego de duas antenas de recepção, a maior quantidade de símbolos de treinamento utilizada (50 símbolos/antena) e o ganho na  $SNR$  decorrente do emprego de duas antenas de recepção não são suficientes para oferecer os ganhos de desempenho desejados.

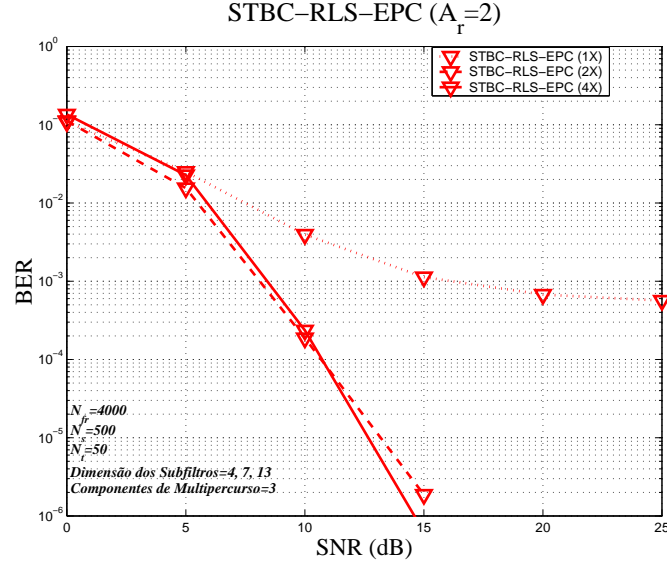


Figura 56: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $N_t = 50$  e  $L = 3$ )

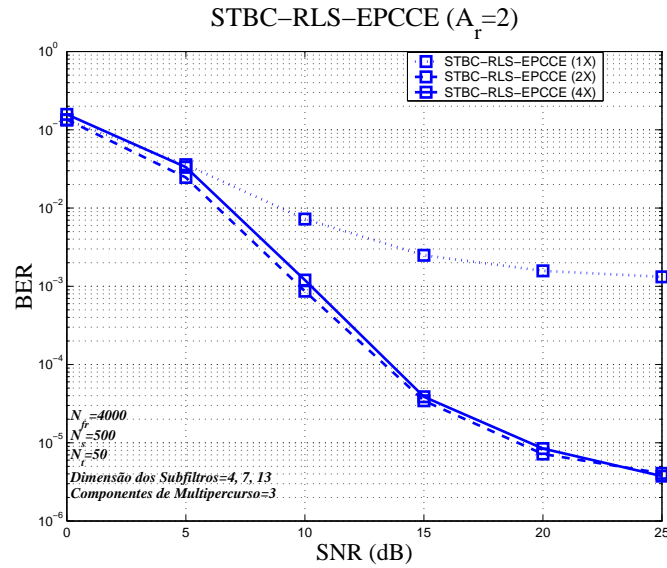


Figura 57: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCCE, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $N_t = 50$  e  $L = 3$ )

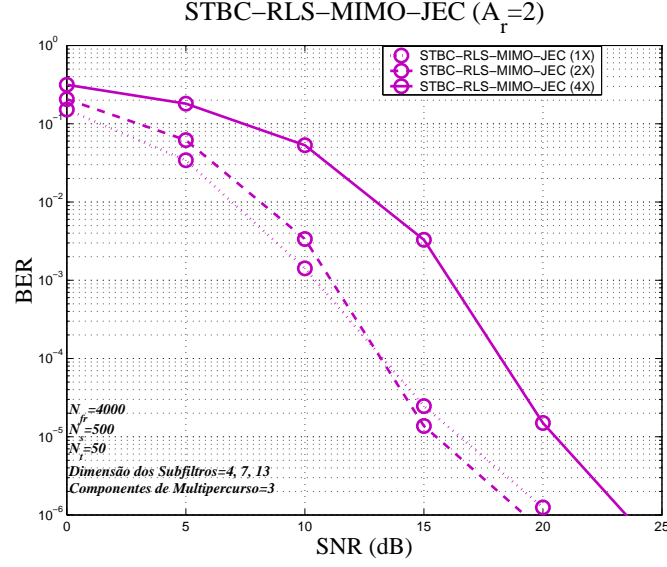


Figura 58: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $N_t = 50$  e  $L = 3$ )

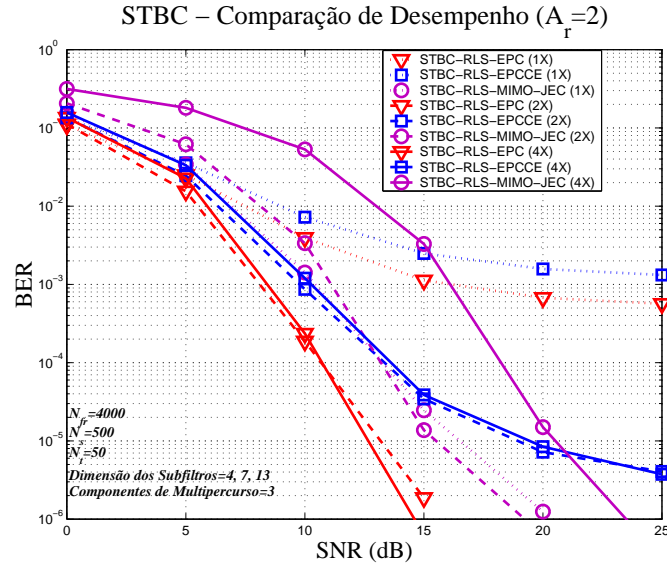


Figura 59: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $N_t = 50$  e  $L = 3$ )

Nas figuras 60, 61, 62 e 63, são apresentadas as BER dos métodos de STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ) variando a  $SNR$  e a dimensão dos subfiltros utilizados no processo de equalização. Porém nestas simulações, são utilizados 100 símbolos de treinamento por antena (40% do total de símbolos transmitidos por quadro de dados), com o intuito de verificar o desempenho dos métodos analisados quando há um número elevado de símbolos de treinamento.

Embora o aumento da quantidade de símbolos de treinamento possibilite um aumento do desempenho, ele reduz drasticamente o *throughput*. Assim, os resultados de simulação mostrados nas figuras 60, 61, 62 e 63 devem ser considerados apenas como investigativos, já que os sistemas de comunicação de um modo geral buscam aumentar a eficiência de transmissão de dados, aumentando o *throughput* total.

Analisando os resultados obtidos, verifica-se que o comportamento assintótico dos métodos propostos, apresentando um patamar residual de erro à medida que a  $SNR$  aumenta, continua presente. Deste modo, pode-se concluir que este comportamento não é decorrente da limitação da quantidade de símbolos de treinamento disponível, mas sim dos processos de equalização e de cancelamento da interferência empregados.

O aumento do número de símbolos de treinamento elimina, entretanto, o efeito de redução de desempenho à medida que a dimensão dos subfiltros do processo de equalização aumenta, apresentada nas simulações anteriores. A presença de uma quantidade suficiente de símbolos de treinamento por antena para garantir que a matriz de correlação é de posto completo, faz com que um aumento na dimensão dos subfiltros proporcione um aumento de desempenho dos métodos analisados.

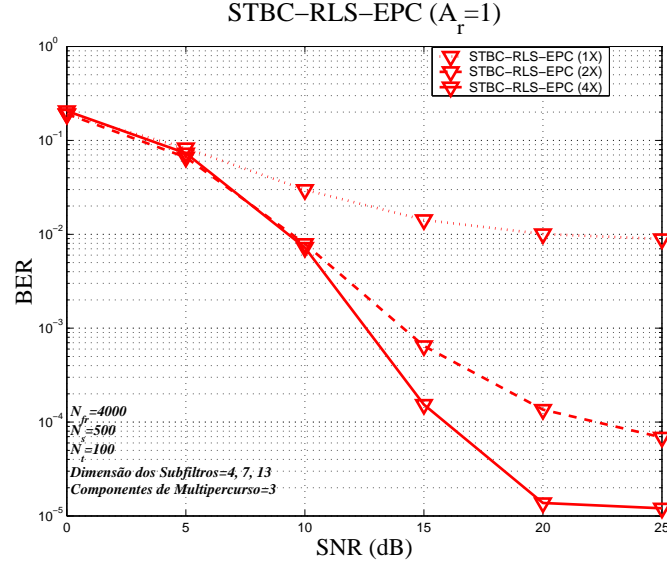


Figura 60: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $N_t = 100$  e  $L = 3$ )

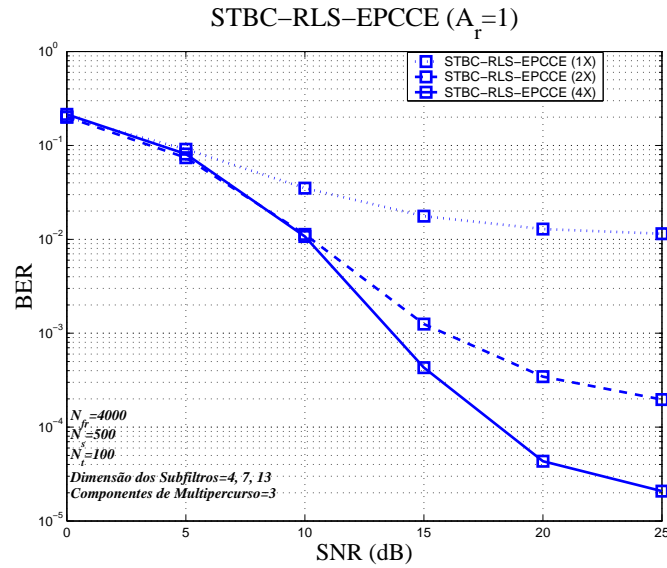


Figura 61: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCCE, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $N_t = 100$  e  $L = 3$ )

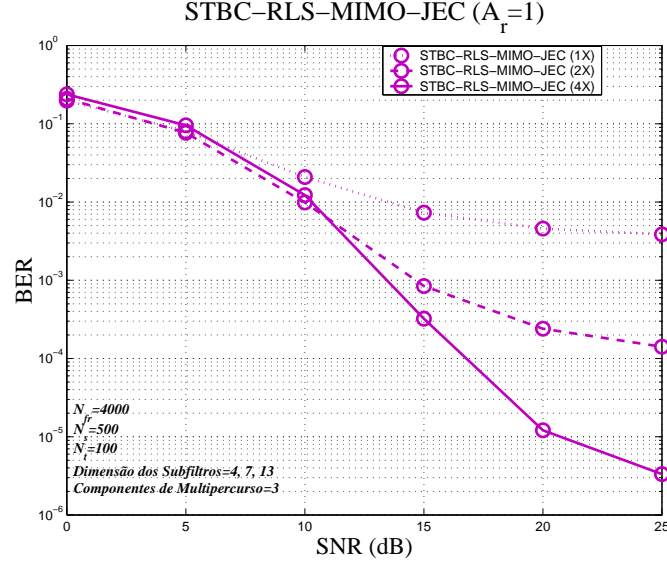


Figura 62: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $N_t = 100$  e  $L = 3$ )

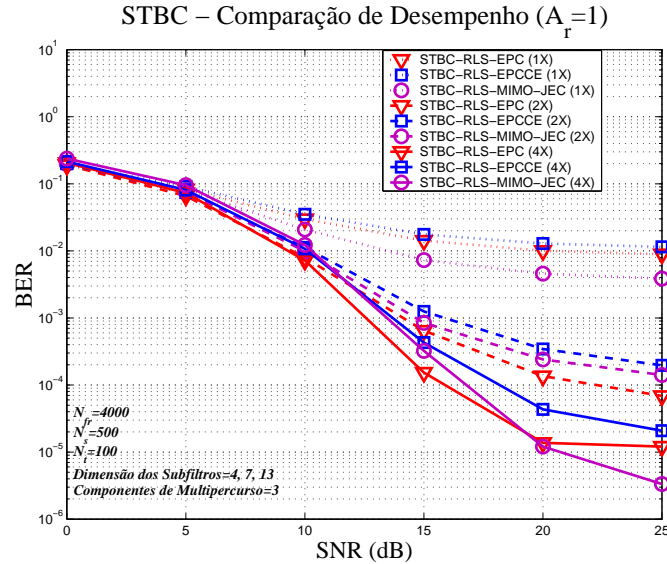


Figura 63: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $N_t = 100$  e  $L = 3$ )

Nas figuras 64, 65, 66 e 67, são apresentadas as BER dos métodos de STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ) variando a  $SNR$  e a dimensão dos subfiltros utilizados no processo de equalização. Nestas simulações, também são utilizados 100 símbolos de treinamento por antena com o intuito de verificar o desempenho dos métodos analisados quando são empregadas duas antenas de recepção e há um número elevado de símbolos de treinamento.

Analisando os resultados obtidos para o caso de duas antenas de recepção, verifica-se que o comportamento assintótico dos métodos propostos, apresentando um patamar residual de erro à medida que a  $SNR$  aumenta, continua presente quando são utilizados subfiltros do processo de equalização com dimensão  $1X$ . Em função deste resultado e dos resultados apresentados para o caso de uma antena de recepção, pode-se concluir que este comportamento também ocorrerá para os casos em que as dimensões dos subfiltros sejam iguais a  $2X$  e  $4X$ , embora a plataforma de simulação utilizada não tenha capacidade de comprovar tal constatação, devido à baixa BER envolvida. Assim como no caso de uma antena de recepção, também pode-se verificar que o patamar de erro residual não é decorrente da limitação do número de símbolos de treinamento para o caso de duas antenas de recepção.

O emprego de uma quantidade elevada de símbolos de treinamento elimina também, para o caso de duas antenas de recepção, o efeito de redução de desempenho à medida que a dimensão dos subfiltros do processo de equalização aumenta para os métodos de STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC. Entretanto, o método de STBC-RLS-MIMO-JEC empregando subfiltros com dimensão  $4X$  requer uma  $SNR$  maior que 12 dB para superar o desempenho obtido pelo uso de subfiltros com dimensão  $1X$  e aproximadamente uma  $SNR$  maior que 16 dB para superar o desempenho obtido pelo emprego de subfiltros com dimensão  $2X$  (extrapolando as curvas).



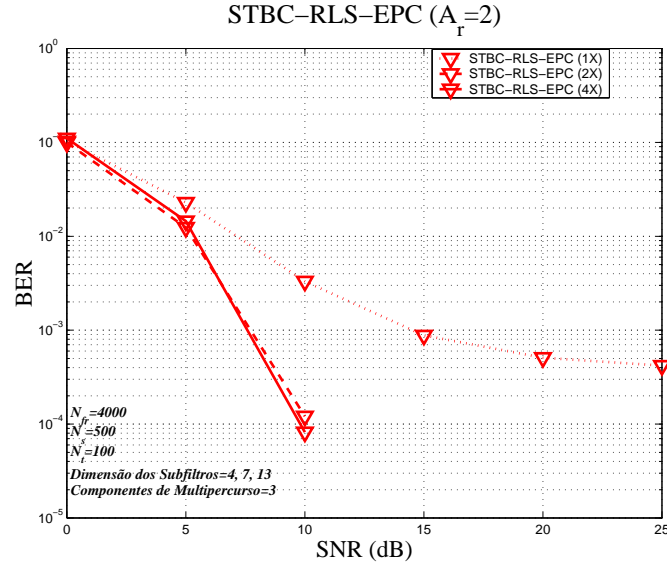


Figura 64: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $N_t = 100$  e  $L = 3$ )

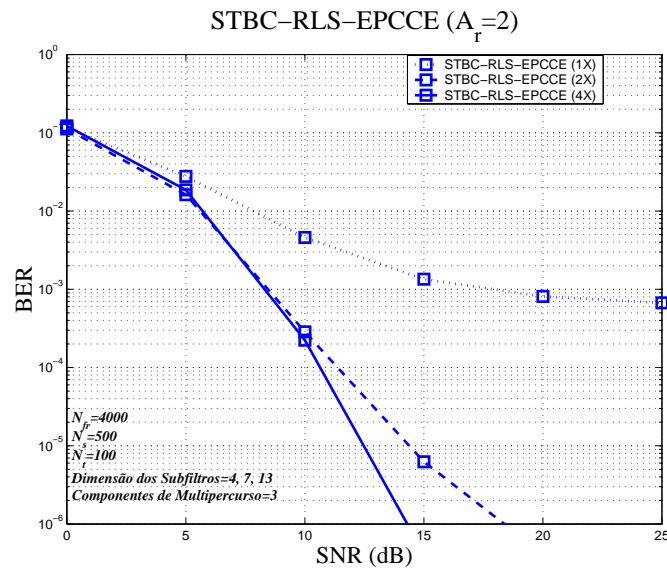


Figura 65: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCCE, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $N_t = 100$  e  $L = 3$ )

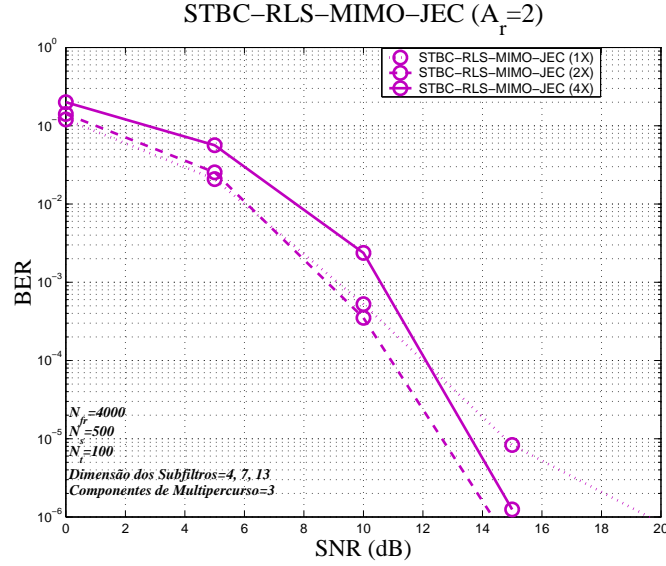


Figura 66: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $N_t = 100$  e  $L = 3$ )

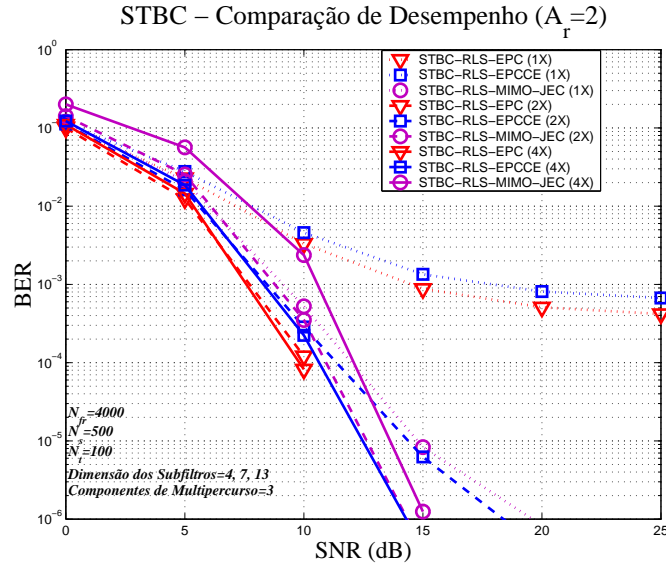


Figura 67: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC, em função do comprimento do filtro ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $N_t = 100$  e  $L = 3$ )

Com o intuito de analisar o comportamento assintótico do desempenho dos métodos de STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC em função da quantidade de símbolos de treinamento usada, para os casos de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma e duas antenas de recepção ( $A_r = 1$  e  $A_r = 2$ ) e para diferentes dimensões dos subfiltros do processo de equalização ( $2X$  e  $4X$ ), são apresentadas nas figuras 68 e 69, as BER considerando um limite máximo de 400 símbolos de treinamento por antena de transmissão para uma  $SNR$  de 10 dB.

Analisando a figura 68, pode-se verificar que, à medida que a quantidade de símbolos de treinamento aumenta, o desempenho dos métodos de STBC-RLS-EPC e STBC-RLS-EPCCE se aproxima assintoticamente, independente da quantidade de antenas de recepção e da dimensão dos subfiltros empregados no processo de equalização. Isto se deve fundamentalmente a melhoria da estimativa do canal à medida que o número de símbolos de treinamento aumenta, evidenciando a importância do processo de estimativa de canal para o método de STBC-RLS-EPCCE.

Considerando o método de STBC-RLS-MIMO-JEC, no caso de uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ), pode-se notar que à medida que a quantidade de símbolos de treinamento aumenta (aproximadamente acima de 200 símbolos por antena), o aumento na dimensão dos subfiltros empregados no processo de equalização ocasiona assintoticamente um aumento de desempenho. Entretanto, no caso de duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ), o aumento da dimensão dos subfiltros empregados no processo de equalização requer uma quantidade extremamente alta de símbolos de treinamento para ocasionar um aumento de desempenho. Como mostrado na figura 69, o desempenho do método de STBC-RLS-MIMO-JEC para  $A_r = 2$ , empregando subfiltros de dimensão  $4X$  é ainda inferior a aquele obtido empregando subfiltros de dimensão  $2X$ , mesmo considerando 400 símbolos de treinamento por antena, embora possa-se notar uma tendência assintótica para superar o desempenho obtido empregando subfiltros de dimensão  $2X$ .

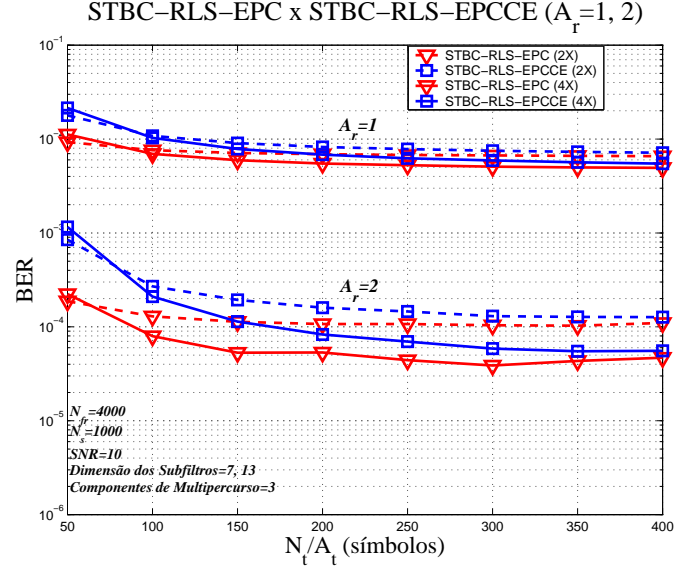


Figura 68: BER assintóticas para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 ou 2 antenas de recepção empregando os métodos STBC-RLS-EPC e STBC-RLS-EPCCE em um canal com 3 componentes de multipercuso ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1, 2$ ,  $SNR = 10$ ,  $N_e = 7, 13$  e  $L = 3$ )

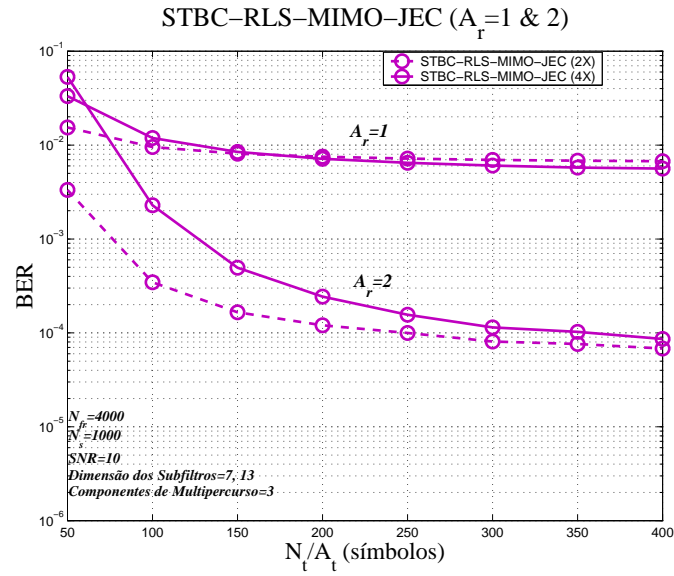


Figura 69: BER assintóticas para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 ou 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-MIMO-JEC em um canal com 3 componentes de multipercuso ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1, 2$ ,  $SNR = 10$ ,  $N_e = 7, 13$  e  $L = 3$ )

Nas figuras 70 e 71, são apresentadas as curvas de aprendizado do método de STBC-RLS-EPC para os casos de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma e duas antenas de recepção ( $A_r = 1$  e  $A_r = 2$ ), respectivamente, considerando diferentes dimensões dos subfiltros ( $2X$  e  $4X$ ) utilizados no processo de equalização para uma  $SNR$  de 10 dB.

Verifica-se que aumentando a dimensão dos subfiltros empregados no processo de equalização, obtém-se uma redução no MSE, embora seja necessário um tempo maior de aprendizado (maior número de símbolos de treinamento). Nota-se ainda que aumentando o número de antenas de recepção não há a necessidade de aumentar o tempo de aprendizado.

Nas figuras 72 e 73, são apresentadas as curvas de aprendizado do método de STBC-RLS-MIMO-JEC para os casos de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma e duas antenas de recepção ( $A_r = 1$  e  $A_r = 2$ ), respectivamente, considerando uma  $SNR$  de 10 dB e diferentes dimensões de subfiltros ( $2X$  e  $4X$ ).

Verifica-se que, para o caso de uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ), aumentando a dimensão dos subfiltros obtém-se uma redução marginal do MSE, ao custo de um tempo maior de aprendizado. Para o caso de duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ), aumentando a dimensão dos subfiltros, há um aumento do MSE para o tempo de aprendizado analisado. Isto se deve ao aumento da complexidade do método de STBC-RLS-MIMO-JEC em função do aumento do número de antenas de recepção. Pode-se notar ainda que o tempo de aprendizado é proporcional ao número de antenas de recepção, além da dimensão dos subfiltros. Por exemplo, no caso de uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ), o efeito de instabilidade devido ao mal condicionamento da matriz de correlação ocorre na iteração 14 ( $2 \cdot [2 \cdot 3 + 1]$ ) para subfiltros com dimensão  $2X$  e 26 ( $2 \cdot [4 \cdot 3 + 1]$ ) para subfiltros com dimensão  $4X$ . No caso de duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ), o efeito de instabilidade devido ao mal condicionamento da matriz de correlação ocorre na iteração 28 ( $4 \cdot [2 \cdot 3 + 1]$ ) para subfiltros com dimensão  $2X$  e 52 ( $4 \cdot [4 \cdot 3 + 1]$ ) para subfiltros com dimensão  $4X$ .

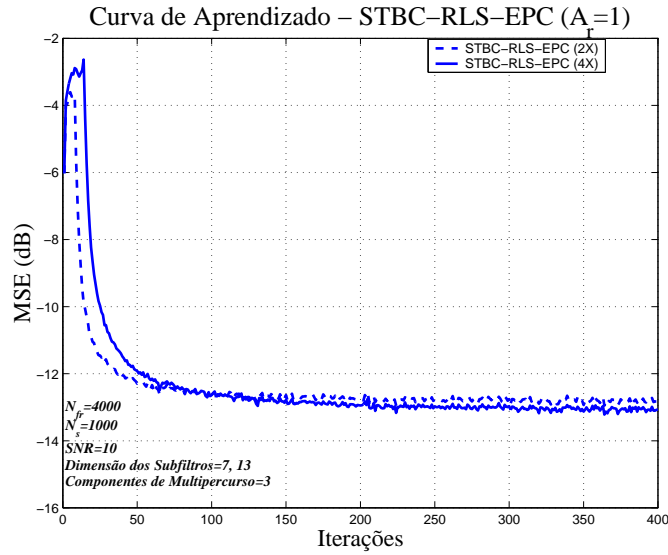


Figura 70: Curva de aprendizado de um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPC em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $SNR = 10$ ,  $N_e = 7, 13$  e  $L = 3$ )

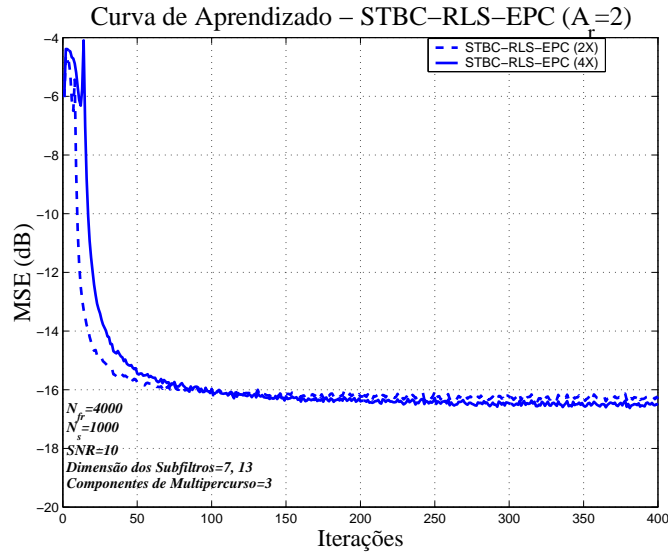


Figura 71: Curva de aprendizado de um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPC em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $SNR = 10$ ,  $N_e = 7, 13$  e  $L = 3$ )

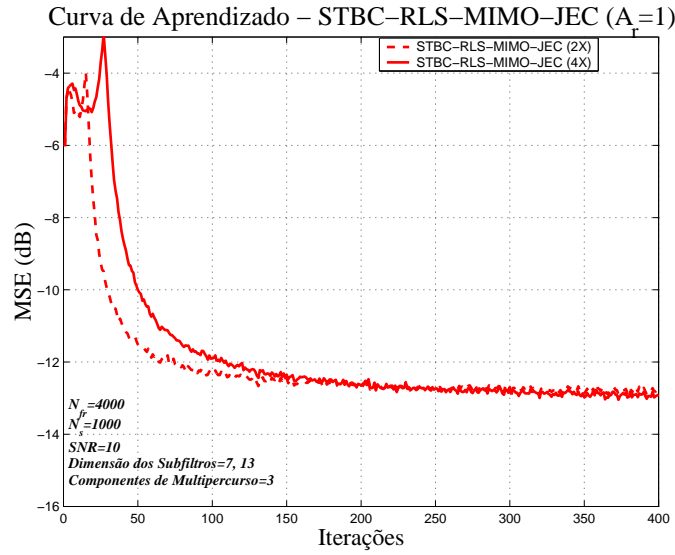


Figura 72: Curva de aprendizado de um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-MIMO-JEC em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $SNR = 10$ ,  $N_e = 7, 13$  e  $L = 3$ )

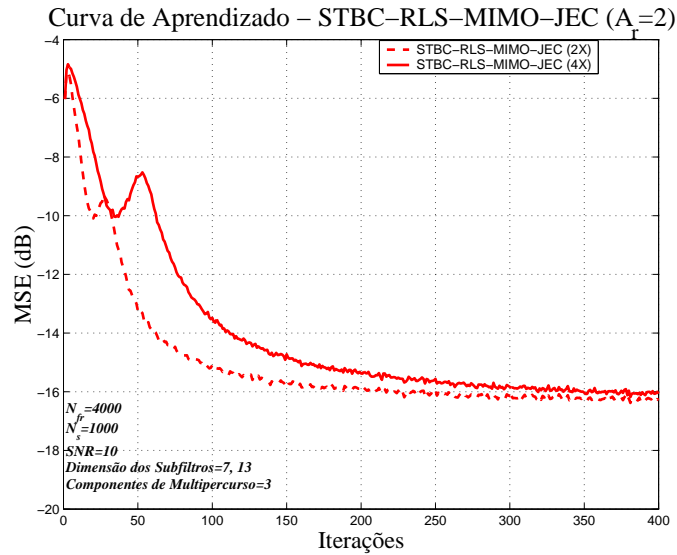


Figura 73: Curva de aprendizado de um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-MIMO-JEC em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $SNR = 10$ ,  $N_e = 7, 13$  e  $L = 3$ )

### 7.5.2 STBC-RLS-EPCICE para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência

Nesta subseção, são apresentados alguns resultados de simulação para o método de STBC-EPCICE. Considera-se que tanto o processo de estimativa do canal como o processo de equalização são realizados através do emprego do algoritmo RLS. Em função disto, o método é denominado aqui como STBC-RLS-EPCICE. Ao longo desta subseção, o fator de esquecimento do algoritmo RLS é igual a 1 ( $\lambda_{rls} = 1$ ) e a dimensão dos subfiltros empregados no processo de equalização é igual a  $2X$  ( $2 \cdot L + 1$ ).

Nas figuras 74 e 75, são apresentados os desempenhos do método de STBC-RLS-EPCICE para os casos de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma e duas antenas de recepção ( $A_r = 1$  e  $A_r = 2$ ), respectivamente, em função do número de iterações do processo de estimativa do canal. Assume-se que a  $SNR$  é igual a 10 dB e que são usados 25 símbolos de treinamento por antena de transmissão.

Analisando os resultados obtidos, pode-se verificar que à medida que o número de iterações do processo de estimativa de canal aumenta, o desempenho do método de STBC-RLS-EPCICE se aproxima daquele obtido pelo método de STBC-RLS-EPC, ressaltando as vantagens do novo método de estimativa de canal iterativo e do cancelamento de interferência inter-antena.

O método de STBC-RLS-EPCICE sem nenhuma iteração ( $N_{iter} = 0$ ) é equivalente ao método de STBC-RLS-EPCCE. Assim, pode-se verificar que o método de STBC-RLS-EPCICE proporciona um ganho significativo de desempenho em relação ao método de STBC-RLS-EPCCE. Entretanto, o ganho obtido diminui à medida que o número de iterações aumenta. Considerando o aumento de complexidade associado ao aumento do número de iterações e notando que os desempenhos do método de STBC-RLS-EPCICE empregando três e quatro iterações ( $N_{iter} = 3$  e  $4$ ) são muito próximos para as condições analisadas, deve-se manter o número máximo de iterações igual a três ( $N_{iter} = 3$ ) para manter um bom compromisso entre complexidade e desempenho.



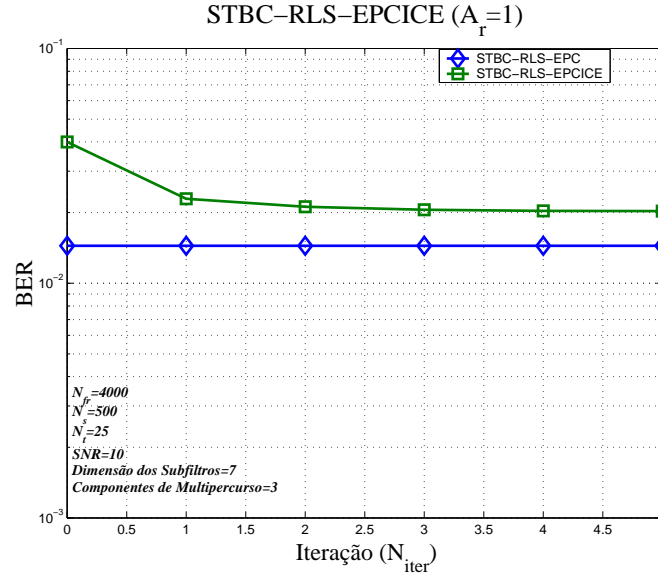


Figura 74: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCICE, em função do número de iterações para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $N_e = 7$ ,  $N_t = 25$ ,  $SNR = 10$  e  $L = 3$ )

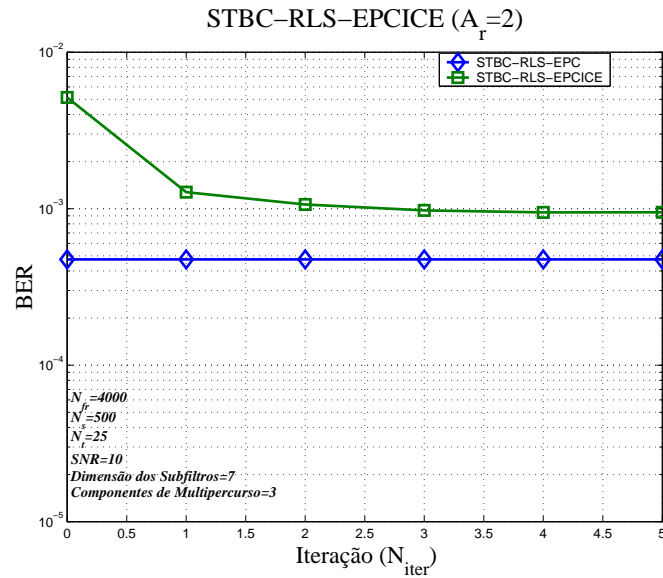


Figura 75: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCICE, em função do número de iterações para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $N_e = 7$ ,  $N_t = 25$ ,  $SNR = 10$  e  $L = 3$ )

Nas figuras 76 e 77, são apresentadas as BER do método de STBC-RLS-EPCICE para os casos de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma e duas antenas de recepção ( $A_r = 1$  e  $A_r = 2$ ), variando a quantidade de símbolos de treinamento por antena de transmissão e o número de iterações empregado no processo de estimativa do canal para uma  $SNR$  de 10 dB.

Analisando os resultados obtidos, pode-se verificar que, tanto para o caso de uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ) como para o caso de duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ), à medida que o número de símbolos de treinamento e de iterações aumentam, o desempenho do método de STBC-RLS-EPCICE se aproxima daquele oferecido pelo método de STBC-RLS-EPC, usado como referência.

Nas figuras 78 e 79, são apresentadas as BER do método de STBC-RLS-EPCICE para os casos de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma e duas antenas de recepção ( $A_r = 1$  e  $A_r = 2$ ), variando a  $SNR$  e o número de iterações empregado no processo de estimativa do canal, considerando 25 símbolos de treinamento por antena de transmissão.

Pode-se notar que, à medida que a  $SNR$  e o número de iterações aumentam, o desempenho do método de STBC-RLS-EPCICE se aproxima daquele oferecido pelo método de STBC-RLS-EPC, tanto para o caso de uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ) como para o caso de duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ), oferecendo um ganho expressivo em relação ao método STBC-RLS-EPCCE. Com três iterações, o desempenho do método de STBC-RLS-EPCICE é muito próximo daquele obtido pelo método de STBC-RLS-EPC. Como exemplo, para o caso de uma antena de recepção, tem-se que o ganho de desempenho oferecido pelo método de STBC-RLS-EPCICE com  $N_{iter} = 3$  é de aproximadamente 13 dB (para uma  $BER = 6 \cdot 10^{-3}$ ), em relação ao método de STBC-RLS-EPCCE. Enquanto que, para o caso de duas antenas de recepção, o ganho obtido com  $N_{iter} = 3$  é de aproximadamente 14 dB (para uma  $BER = 3 \cdot 10^{-4}$ ), em relação ao método de STBC-RLS-EPCCE. Pode-se verificar ainda, que o ganho de desempenho obtido a cada iteração é maior à medida que a  $SNR$  aumenta.

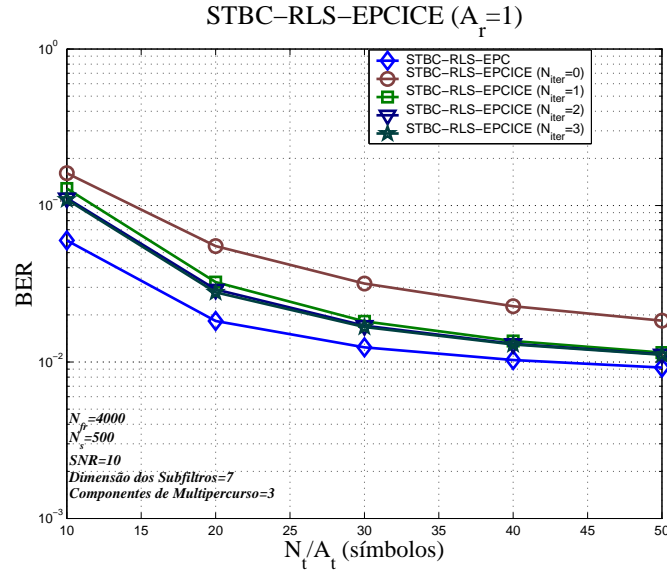


Figura 76: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCICE, em função do número de iterações e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $N_e = 7$ ,  $SNR = 10$  e  $L = 3$ )

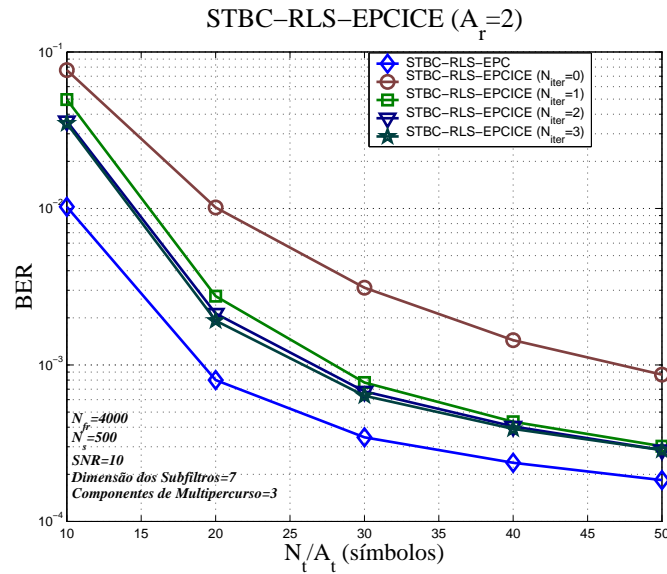


Figura 77: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCICE, em função do número de iterações e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $N_e = 7$ ,  $SNR = 10$  e  $L = 3$ )

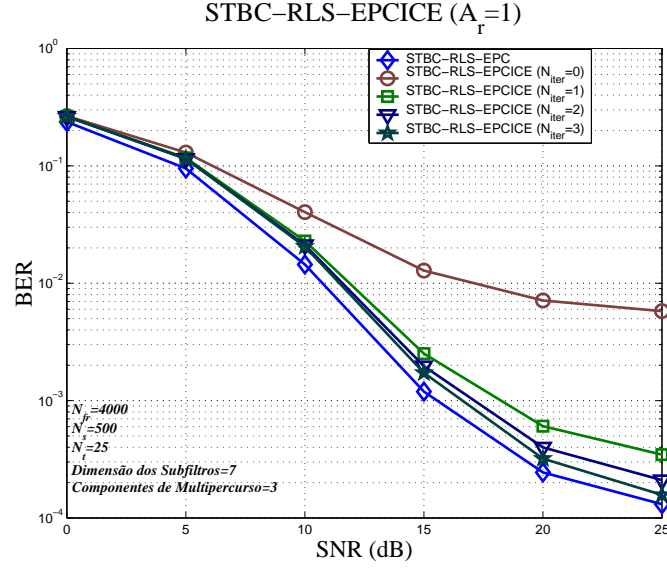


Figura 78: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCICE, em função do número de iterações e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $N_e = 7$ ,  $N_t = 25$  e  $L = 3$ )

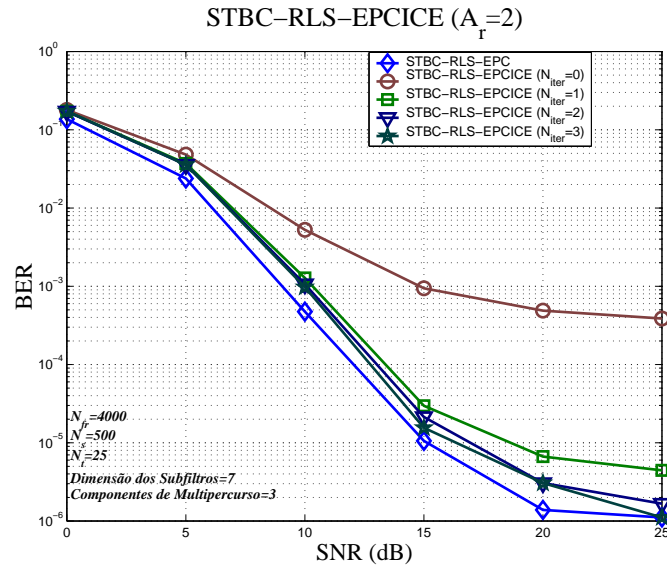


Figura 79: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-RLS-EPCICE, em função do número de iterações e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $N_e = 7$ ,  $N_t = 25$  e  $L = 3$ )

### 7.5.3 STBC-DFE-RLS-EPCICE para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência

Na busca por uma melhora adicional no desempenho do método de STBC-EPCICE, é analisada nesta subseção, uma variante do método de STBC-RLS-EPCICE, considerando que o processo iterativo de estimativa de canal é ainda realizado pelo algoritmo RLS, enquanto que o processo de equalização é agora realizado pelo algoritmo DFE-RLS (vide capítulo 3). Em função disto, o método é denominado como STBC-DFE-EPCICE. A DFE é um método não-linear comumente empregado para combater as distorções impostas pelo canal de propagação devido às suas vantagens sobre outros métodos de equalização. Em canais com ruído com desvanecimentos severos (canais de fase não-mínima), a DFE é capaz de cancelar a ISI sem acentuar o ruído, oferecendo uma melhora de desempenho, quando comparada à equalização linear, e uma redução da complexidade computacional quando comparada a equalização de MLSE [ALW01].

Ao longo desta subseção, o fator de esquecimento dos algoritmos RLS e DFE-RLS é igual a 1 ( $\lambda_{rls} = 1$  e  $\lambda_{dfe-rls} = 1$ ) e o processo de equalização (DFE-RLS) é composto por subfiltros de alimentação direta com dimensão  $2X$  ( $2 \cdot L + 1$ ) e por subfiltros de realimentação com dimensão  $L - 1$ .

Nas figuras 74 e 75, são apresentados os desempenhos do método de STBC-DFE-RLS-EPCICE para os casos de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma e duas antenas de recepção ( $A_r = 1$  e  $A_r = 2$ ), respectivamente, variando o número de iterações do processo de estimativa do canal. Assume-se que a  $SNR = 10$  dB e que são empregados 25 símbolos de treinamento por antena de transmissão.

Como o método de STBC-DFE-RLS-EPCICE sem nenhuma iteração ( $N_{iter} = 0$ ) é equivalente ao método de STBC-DFE-RLS-EPCCE, pode-se verificar que à medida que o número de iterações do processo de estimativa de canal aumenta, o método de STBC-DFE-RLS-EPCICE apresenta um aumento expressivo de desempenho em relação ao método de STBC-DFE-RLS-EPCCE, apesar dos ganhos de desempenho oferecidos diminuírem a cada iteração.

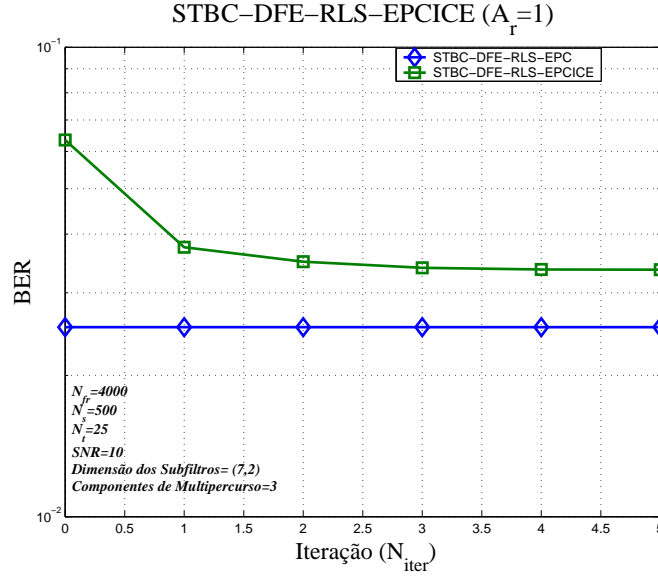


Figura 80: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-DFE-RLS-EPCICE, em função do número de iterações para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $N_{ff} = 7$ ,  $N_{fb} = 2$ ,  $N_t = 25$ ,  $SNR = 10$  e  $L = 3$ )

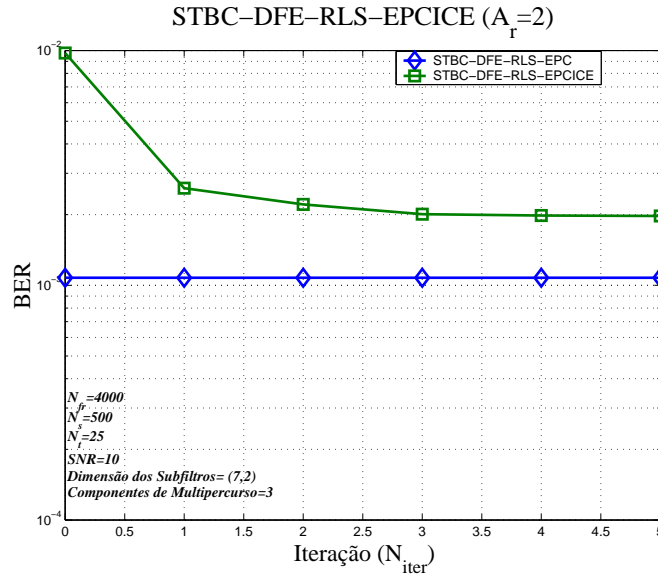


Figura 81: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-DFE-RLS-EPCICE, em função do número de iterações para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $N_{ff} = 7$ ,  $N_{fb} = 2$ ,  $N_t = 25$ ,  $SNR = 10$  e  $L = 3$ )

Nas figuras 82 e 83, são apresentadas as BER do método de STBC-DFE-RLS-EPCICE para os casos de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma e duas antenas de recepção ( $A_r = 1$  e  $A_r = 2$ ), variando a  $SNR$  e o número de iterações empregado no processo de estimativa do canal, considerando 25 símbolos de treinamento por antena de transmissão.

Assim como no método de STBC-RLS-EPCICE, pode-se notar que, à medida que a  $SNR$  e o número de iterações aumentam, o desempenho do método de STBC-DFE-RLS-EPCICE se aproxima daquele obtido pelo método de STBC-DFE-RLS-EPC, oferecendo um ganho significativo de desempenho em relação ao método STBC-DFE-RLS-EPCCE. Como exemplo, para o caso de uma antena de recepção, tem-se que o ganho oferecido pelo método de STBC-RLS-EPCICE com  $N_{iter} = 3$ , em relação ao método de STBC-RLS-EPCCE, é de aproximadamente 13 dB (para uma  $BER = 9 \cdot 10^{-3}$ ). Enquanto que, para o caso de duas antenas de recepção, o ganho obtido com  $N_{iter} = 3$  é de aproximadamente 14 dB (para uma  $BER = 9 \cdot 10^{-4}$ ).

Comparando os resultados obtidos pelo método de STBC-DFE-RLS-EPCICE com aqueles obtidos pelo método de STBC-RLS-EPCICE, pode-se verificar que, utilizando o método de estimativa do canal convencional ( $N_{iter} = 0$ ), o desempenho do método de STBC-DFE-RLS-EPCICE é inferior a aquele obtido pelo método de STBC-RLS-EPCICE. Isto se deve fundamentalmente ao efeito de propagação de erros causado pela IAI residual presente na entrada dos subfiltros do processo de equalização. Deste modo, o método de STBC-DFE-RLS-EPCICE, empregando o esquema de ICE, pode oferecer uma melhora significativa de desempenho. Considerando o caso de uma antena de recepção, tem-se que o ganho de desempenho oferecido pelo método de STBC-DFE-RLS-EPCICE em relação ao método de STBC-RLS-EPCICE, ambos com  $N_{iter} = 3$ , é maior que 5 dB (para uma  $BER = 1 \cdot 10^{-4}$ ). Enquanto que, para o caso de duas antenas de recepção, o ganho oferecido pelo método de STBC-DFE-RLS-EPCICE em relação ao método de STBC-RLS-EPCICE, ambos com  $N_{iter} = 3$ , é maior que 11 dB (para uma  $BER = 9 \cdot 10^{-4}$ ).

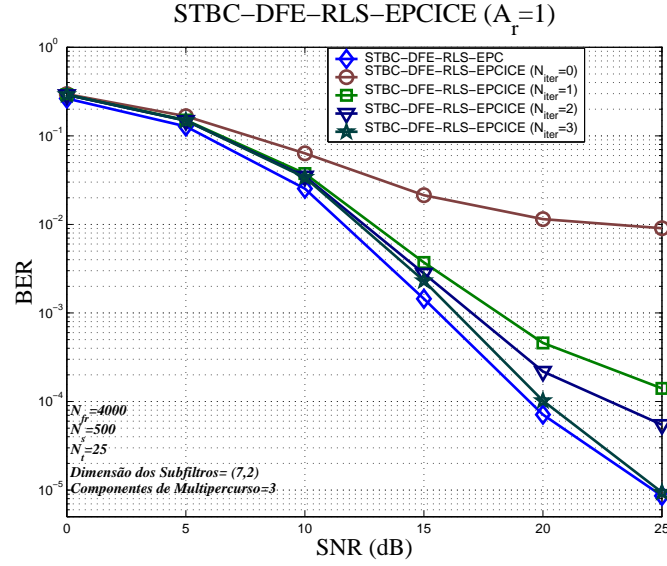


Figura 82: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de STBC-DFE-RLS-EPCICE, em função do número de iterações e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $N_{ff} = 7, N_{fb} = 2$ ,  $N_t = 25$  e  $L = 3$ )

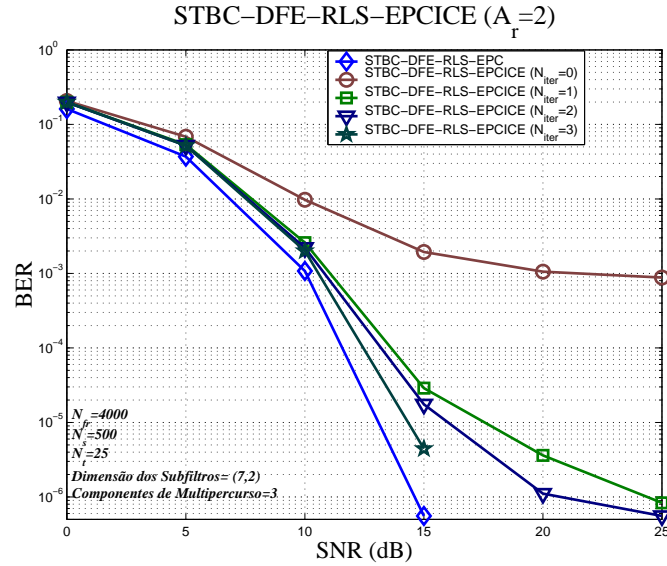


Figura 83: BER para um sistema com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de STBC-DFE-RLS-EPCICE, em função do número de iterações e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $N_{ff} = 7, N_{fb} = 2$ ,  $N_t = 25$  e  $L = 3$ )



## 7.6 Resumo do Capítulo e Principais Comentários

Neste capítulo, as estruturas de STBC apresentadas no capítulo anterior foram estendidas para aplicações em canais seletivos em frequência através da técnica de TR-STBC apresentada em [LP00]. A técnica de TR-STBC considera, entretanto, que o canal de propagação é conhecido *a priori* pela estrutura de recepção. Assim, com o intuito de obter estruturas mais realistas, que consideram que a informação do canal de propagação não está disponível *a priori* na recepção, foram propostas as estruturas de STBC-RLS-EPCCE e de STBC-MIMO-JEC, baseadas na estimativa do canal de propagação e na equalização espaço-temporal num *framework* de MIMO, respectivamente.

As estruturas de STBC-RLS-EPCCE tratam os processos de decodificação espaço-temporal e de equalização separadamente, permitindo obter uma redução significativa da complexidade sem comprometer drasticamente o desempenho. Além disto, as comparações entre as estruturas de STBC-RLS-EPCCE e de STBC-MIMO-JEC, mostram que a segunda requer uma quantidade significativamente maior de símbolos de treinamento para uma mesma ordem de complexidade. Como a estrutura de STBC-MIMO-JEC realiza conjuntamente as operações de decodificação espaço-temporal e equalização, a presença da IAI dificulta o processo de adaptação, quando comparado com o processo realizado pela estrutura de STBC-RLS-EPCCE.

Apesar das vantagens apresentadas pela estrutura de STBC-RLS-EPCCE, a presença da IAI pode ocasionar uma degradação significativa do desempenho quando a quantidade de símbolos de treinamento é limitada. Assim, com o intuito de melhorar o processo de estimativa de canal e conseqüentemente de decodificação espaço-temporal e equalização, foram propostas as estruturas de STBC-RLS-EPCICE e de STBC-DFE-RLS-EPCICE, que empregam processos de equalização linear e não-linear, respectivamente, e um esquema iterativo de estimativa de canal com cancelamento da IAI, oferecendo ganhos significativos de desempenho em relação aos métodos de STBC-RLS-EPCCE e de STBC-DFE-RLS-EPCCE, respectivamente.

## 8 ESTRUTURAS DE CODIFICAÇÃO ESPAÇO-TEMPORAL EM BLOCO PARA SISTEMAS W-CDMA

O emprego da tecnologia W-CDMA no desenvolvimento de sistemas de comunicação sem fio, tem se mostrado uma solução interessante para atender a demanda por um acesso sem fio de alta velocidade, necessário para viabilizar serviços de dados eficientes e possibilitar o uso de aplicações multimídia [Jes04], [AN00] e [OP98].

Como mencionado no capítulo 1, devido às características assimétricas dos novos serviços de alta velocidade disponíveis nos futuros sistemas de comunicação sem fio, torna-se necessário um aumento adicional da capacidade do *downlink*, motivando a utilização de técnicas de diversidade de transmissão como a STBC. Nos capítulos 6 e 7, foram apresentadas algumas propostas de STBC para aplicações em sistemas de comunicação sem fio convencionais de MIMO sem a presença de CCI e sujeitos a desvanecimento plano e seletivo em frequência, respectivamente. Os métodos discutidos oferecem um ganho significativo de diversidade.

Na busca por sistemas de comunicação sem fio mais robustos às variações do canal de propagação e que disponibilizem acessos sem fio ainda mais velozes, justifica-se combinar as técnicas de STBC aos sistemas W-CDMA. Entretanto, a aplicação da STBC em sistemas W-CDMA com múltiplos usuários para ambientes de propagação por multipercurso, apresentando desvanecimento seletivo em frequência, é bastante desafiadora devido à presença da MAI, além da ISI.

O método de STBC proposto em [Ala98], para canais com desvanecimento plano em frequência, pode ser facilmente adaptado para aplicações no *downlink* dos sistemas W-CDMA. O método resultante, denominado *space-time transmit diversity* (STTD), apresenta uma baixa complexidade computacional, além de oferecer um ganho de diversidade de segunda ordem e não necessitar de códigos ortogonais adicionais [DGI<sup>+</sup>02]. Essas vantagens motivaram sua inclusão no padrão IMT-DS-FDD (*International Mobile Telecommunications - Direct Sequence - frequency division duplex*) [3GP02]. Entretanto, a aplicação do método STTD (assistida pelo emprego da recepção Rake) em canais com desvanecimento seletivo em frequência fica sujeita à MAI e à ISI provenientes das múltiplas antenas de transmissão, degradando o desempenho do sistema. Em [DHSS00], foi proposto um método conjunto de STBC e MUD para eliminar o efeito de degradação causado pela MAI, oferecendo assim um ganho adicional de desempenho. Todavia, o método requer que a EM conheça todos os códigos de espalhamento dos usuários do sistema, que normalmente não estão disponíveis no *downlink*, dificultando sua implementação na prática.

Assim, com o intuito de reduzir os efeitos da MAI e da ISI, acentuados pelo emprego de múltiplas antenas de transmissão, e manter as vantagens já citadas pelo emprego da STBC para sistemas W-CDMA, são investigadas neste capítulo, novas técnicas de aplicação da STBC em sistemas W-CDMA para canais com desvanecimento plano e seletivo em frequência. As técnicas propostas são baseadas fundamentalmente nos métodos de STBC descritos nos capítulos 6 e 7, implementados a nível de símbolo, antes do processo de espalhamento espectral na etapa de transmissão, e a nível de chip, após o processo de espalhamento espectral. As análises são estendidas para aplicações em sistemas W-CDMA empregando códigos curtos e longos.

## 8.1 Modelo para a Codificação Espaço-Temporal em Bloco para Sistemas W-CDMA

Considera-se o *downlink* de um sistema W-CDMA síncrono de múltiplas antenas, composto por  $N_w$  canais físicos dedicados (DPCH). Os DPCH são associados a  $M$  usuários distintos, cada um empregando modulação QPSK e transmitindo  $N_s$  símbolos de informação por quadro.

O processo de espalhamento espectral é composto por duas etapas, a primeira é responsável pela separação e identificação dos DPCH através da utilização de códigos de canalização ortogonais e a segunda é responsável pela separação e identificação das ERB através do emprego de códigos de embaralhamento específicos [Jes04] e [3GP02].

No processo de transmissão, o *stream* de símbolos de informação de cada DPCH é dividido em  $A_t$  *substreams*, que são codificados pela STBC e transmitidos por  $A_t$  antenas de transmissão distintas.

Assim como nos capítulos 6 e 7, assume-se, sem perda de generalidade, que a ERB emprega duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e que cada EM usa uma ou duas antenas de recepção ( $A_r = 1$  ou 2), ambas utilizando antenas suficientemente afastadas para assumir que os sinais transmitidos sofrem desvanecimentos independentes, [Lee98] e [YKT91].

A aplicação da STBC em sistemas W-CDMA pode ser feita a nível de símbolo e a nível de chip. Como apresentado na figura 84, na abordagem a nível de símbolo, a STBC é aplicada antes do processo de espalhamento espectral, diretamente à sequência de símbolos de informação.

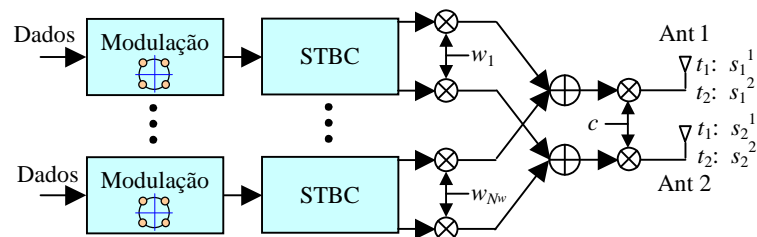


Figura 84: Modelo de codificação espaço-temporal em bloco a nível de símbolo ( $A_t = 2$ )

Enquanto que na abordagem a nível de chip, apresentada na figura 85, a STBC é aplicada à sequência de chips resultante do processo de espalhamento espectral.

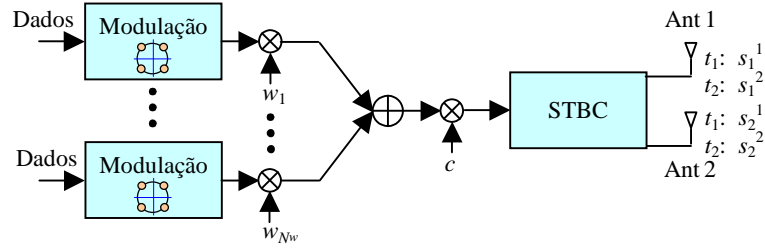


Figura 85: Modelo de codificação espaço-temporal em bloco a nível de chip ( $A_t = 2$ )

A possibilidade da aplicação de técnicas de diversidade a nível de símbolo e a nível de chip, oferece uma flexibilidade adicional na implementação de métodos de STBC para sistemas W-CDMA. Esta flexibilidade pode ser explorada para obter ganhos adicionais de desempenho.

Assim, com o intuito de estender as técnicas apresentadas nos capítulos 6 e 7 para aplicações em sistemas W-CDMA e verificar as diferenças entre as abordagens a nível de símbolo e a nível de chip, são analisadas nas próximas seções dois modelos diferentes de STBC para sistemas W-CDMA.

O primeiro modelo, considera a aplicação da STBC em sistemas W-CDMA sujeitos a canais com desvanecimento plano em frequência usando as abordagens a nível de símbolo e a nível de chip. Enquanto que o segundo modelo, considera a aplicação da STBC em sistemas W-CDMA sujeitos a canais com desvanecimento seletivo em frequência usando apenas a abordagem a nível de chip. As vantagens da abordagem a nível de chip são discutidas nas próximas seções e confirmadas nos resultados de simulação apresentados no final deste capítulo.

## 8.2 Modelo para a Codificação Espaço-Temporal em Bloco para Sistemas W-CDMA em Canais com Desvanecimento Plano em Frequência

Nesta seção, é apresentado um modelo de STBC para sistemas W-CDMA sujeitos a canais com desvanecimento plano em frequência. São analisadas as abordagens a nível de símbolo e a nível de chip.

Para canais com desvanecimento plano em frequência, o processo de STBC a nível de símbolo é aplicado diretamente aos símbolos de cada *substream* de informação. Os símbolos codificados dos dois *substreams* são então espalhados espectralmente através do código de canalização específico do DPCH, embaralhados pelo código de embaralhamento específico da ERB e transmitidos pelas duas antenas de transmissão.

Na abordagem a nível de chip, o processo de codificação é aplicado após o espalhamento espectral. Os símbolos de cada *substream* de informação são primeiramente espalhados espectralmente pelos código de canalização e de embaralhamento. Em seguida, os chips resultantes são codificados de acordo com a STBC e transmitidos pelas duas antenas de transmissão.

### 8.2.1 Codificação Espaço-Temporal em Bloco a Nível de Símbolo

Considerando a aplicação da STBC a nível de símbolo, ou seja, antes do processo de espalhamento espectral (diretamente ao símbolo de informação), para canais com desvanecimento plano em frequência, pode-se obter uma representação em tempo-discreto do sinal em banda-base recebido pela  $j$ -ésima antena de recepção no intervalo de símbolo *slot* através da seguinte expressão:

$$r_j^{slot}(n) = \sum_{i=1}^{A_t} \sum_{w=0}^{N_w-1} \sqrt{\gamma_i^w} \sum_{k=0}^{N_{sb}-1} s_{i,w}^{slot}(k) \cdot h_{i,j}^w(n - kG) + v_j^{slot}(n) \quad (172)$$

Onde,

$r_j^{slot}(n)$  representa o  $n$ -ésimo chip do sinal recebido pela  $j$ -ésima antena de recepção no intervalo *slot*

$s_{i,w}^{slot}(k)$  é o  $k$ -ésimo símbolo de informação do  $w$ -ésimo canal ortogonal de transmissão no intervalo *slot* codificado pela STBC

$h_{i,j}^w(n)$  representa a assinatura normalizada do  $w$ -ésimo canal ortogonal de transmissão, considerando os efeitos do canal de propagação, entre a  $i$ -ésima antena de transmissão e a  $j$ -ésima antena de recepção, e dos filtros de transmissão e recepção

$v_j(n)$  é o ruído na  $j$ -ésima antena de recepção no intervalo *slot*

$\gamma_i^w$  é a potência do sinal transmitido no  $w$ -ésimo canal ortogonal de transmissão pela  $i$ -ésima antena de transmissão, normalizada pelo número de canais ortogonais e pelo número de antenas de transmissão

$N_w$  é o número de canais ortogonais de transmissão

$N_{sb}$  é o número de símbolos transmitido em cada *substream* de informação

A assinatura  $h_{i,j}^w(n)$  é dada por:

$$h_{i,j}^w(n) = \sum_{g=0}^{G-1} W_w(g) \cdot c(g) \cdot p_{i,j}(n-g) \quad (173)$$

Onde,

$G$  é o ganho de processamento

$W_w(g)$  é o  $g$ -ésimo chip da sequência de canalização normalizada do  $w$ -ésimo canal ortogonal de transmissão

$c(g)$  é o  $g$ -ésimo chip da sequência complexa de embaralhamento normalizada, específica da ERB analisada

$p_{i,j}(n)$  representa o canal de propagação, entre a  $i$ -ésima antena de transmissão e a  $j$ -ésima antena de recepção, incluindo os efeitos de filtragem de transmissão e recepção, dado por:

$$p_{i,j}(n) = \beta_{i,j} \cdot \psi(n - \tau_{i,j}) \quad (174)$$

$\beta_{i,j}$  é o ganho complexo do canal de propagação entre a  $i$ -ésima antena de transmissão e a  $j$ -ésima antena de recepção

$\tau_{i,j}$  é o atraso de propagação causado pelo canal de propagação entre a  $i$ -ésima antena de transmissão e a  $j$ -ésima antena de recepção

$\psi(n)$  é a forma de onda do chip filtrado, que inclui os efeitos dos filtros de transmissão e recepção

Para o cenário de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ), a matriz de codificação da STBC a nível de símbolo é dada por:

$$\mathbf{s}_w(k) = \begin{bmatrix} s_{1,w}^1(k) & s_{2,w}^1(k) \\ s_{1,w}^2(k) & s_{2,w}^2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{1,w}(k) & b_{2,w}(k) \\ -b_{2,w}^*(k) & b_{1,w}^*(k) \end{bmatrix} \quad (175)$$

Onde,

$b_{i,w}(k)$  é o  $k$ -ésimo símbolo do *substream* transmitido pela  $i$ -ésima antena de transmissão, pertencente ao  $w$ -ésimo canal ortogonal de transmissão

Assim, considerando o caso de um receptor empregando apenas uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ) e assumindo que o receptor está em perfeito sincronismo com o sinal recebido, ou seja,  $\tau_{i,j} = 0$ , pode-se representar o sinal recebido pela antena de recepção usando a seguinte representação vetorial:

$$\begin{bmatrix} r_1^1(n) \\ r_1^2(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1^1(n) & s_2^1(n) \\ s_1^2(n) & s_2^2(n) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \beta_{1,1} \\ \beta_{2,1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1^1(n) \\ v_1^2(n) \end{bmatrix} \quad (176)$$

Onde,

$s_i^{slot}(n)$  é o  $n$ -ésimo chip do *substream* transmitido pela  $i$ -ésima antena de transmissão no intervalo *slot*, composto pelos  $N_w$  canais ortogonais de transmissão codificados a nível de símbolo pela STBC, dado por:



$$s_i^{slot}(n) = \sum_{w=0}^{N_w-1} \sqrt{\gamma_i^w} \sum_{k=0}^{N_{sb}-1} s_{i,w}^{slot}(k) \sum_{g=0}^{G-1} W_w(g) \cdot c(g) \cdot \delta(n - g - kG) \quad (177)$$

e  $\delta(n)$  é a função impulso de Dirac

Os símbolos  $b_{1,w}(k)$  e  $b_{2,w}(k)$ , transmitidos nos canais ortogonais de transmissão  $w$  pelas antenas de transmissão 1 e 2, respectivamente, podem ser recuperados no receptor aplicando, primeiramente, os métodos convencionais de desespalhamento espectral [SOSL94], [LM98] ao sinal recebido, e em seguida o processo de decodificação espaço-temporal.

Assim, o sinal recebido desespalhado  $r_{1,w}^{slot}(k)$  no intervalo *slot*, referente a sobreposição dos sinais do canal de transmissão ortogonal  $w$ , transmitidos pelas antenas de transmissão 1 e 2, pode ser obtido por:

$$r_{1,w}^{slot}(k) = \sum_{g=0}^{G-1} r_1^{slot}(g + k \cdot G) \cdot W_w(g) \cdot c(g) \quad (178)$$

Sejam  $\tilde{r}_{1,w}^1(k) \triangleq r_{1,w}^1(k)$  e  $\tilde{r}_{1,w}^2(k) \triangleq r_{1,w}^{2*}(k)$ . Combinando  $\tilde{r}_{1,w}^1(k)$  e  $\tilde{r}_{1,w}^2(k)$  através da estimativa perfeita (ou baseada em treinamento como apresentado no capítulo 7) dos canais de desvanecimento, pode-se extrair os símbolos  $\hat{b}_{1,w}(k)$  e  $\hat{b}_{2,w}(k)$  usando simples processamento linear [PNG03]. Especificamente, para obter os símbolos  $\hat{b}_{1,w}(k)$ , pode-se combinar  $\tilde{r}_{1,w}^1(k)$  e  $\tilde{r}_{1,w}^2(k)$  recebidos nos intervalos 1 e 2, respectivamente, como apresentado a seguir:

$$\hat{b}_{1,w}(k) = \hat{\beta}_{1,1}^* \cdot \tilde{r}_{1,w}^1(k) + \hat{\beta}_{2,1} \cdot \tilde{r}_{1,w}^2(k) \quad (179)$$

De maneira similar, pode-se obter os símbolos  $\hat{b}_{2,w}(k)$  por:

$$\hat{b}_{2,w}(k) = \hat{\beta}_{2,1}^* \cdot \tilde{r}_{1,w}^1(k) - \hat{\beta}_{1,1} \cdot \tilde{r}_{1,w}^2(k) \quad (180)$$

Onde,

$\hat{\beta}_{i,j}$  é a estimativa do ganho complexo do canal de propagação a partir da  $i$ -ésima antena de transmissão para a  $j$ -ésima antena de recepção

Para o caso de um receptor empregando duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ), o sinal recebido pela  $j$ -ésima antena de recepção pode ser representado por:

$$\begin{bmatrix} r_1^1(n) \\ r_1^2(n) \\ r_2^1(n) \\ r_2^2(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1^1(n) & s_2^1(n) & \mathbf{0} \\ s_1^2(n) & s_2^2(n) & \\ & s_1^1(n) & s_2^1(n) \\ \mathbf{0} & s_1^2(n) & s_2^2(n) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \beta_{1,1} \\ \beta_{2,1} \\ \beta_{1,2} \\ \beta_{2,2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1^1(n) \\ v_1^2(n) \\ v_2^1(n) \\ v_2^2(n) \end{bmatrix} \quad (181)$$

E nesse caso, pode-se obter  $\hat{b}_{1,w}(k)$  por:

$$\hat{b}_{1,w}(k) = \hat{\beta}_{1,1}^* \cdot \tilde{r}_{1,w}^1(k) + \hat{\beta}_{2,1}^* \cdot \tilde{r}_{1,w}^2(k) + \hat{\beta}_{1,2}^* \cdot \tilde{r}_{2,w}^1(k) + \hat{\beta}_{2,2}^* \cdot \tilde{r}_{2,w}^2(k) \quad (182)$$

De maneira similar, pode-se obter  $\hat{b}_{2,w}(k)$  por:

$$\hat{b}_{2,w} = \hat{\beta}_{2,1}^* \cdot \tilde{r}_{1,w}^1(k) - \hat{\beta}_{1,1}^* \cdot \tilde{r}_{1,w}^2(k) + \hat{\beta}_{2,2}^* \cdot \tilde{r}_{2,w}^1(k) - \hat{\beta}_{1,2}^* \cdot \tilde{r}_{2,w}^2(k) \quad (183)$$

Onde,

$$\tilde{r}_{2,w}^1(k) \triangleq r_{2,w}^1(k)$$

$$\tilde{r}_{2,w}^2(k) \triangleq r_{2,w}^{2*}(k)$$

O modelo a nível de símbolo pode ser facilmente estendido para sistemas W-CDMA empregando códigos de embaralhamento longos, através da substituição de (177) por:

$$s_i^{slot}(n) = \sum_{w=0}^{N_w-1} \sqrt{\gamma_i^w} \sum_{k=0}^{N_{sb}-1} s_{i,w}^{slot}(k) \sum_{g=0}^{G-1} W_w(g) \cdot c(g+kG) \cdot \delta(n-g-kG) \quad (184)$$

### 8.2.2 Codificação Espaço-Temporal em Bloco a Nível de Chip

Considerando a aplicação da STBC a nível de chip (CSTBC), ou seja, após o processo de espalhamento espectral, para canais com desvanecimento plano em frequência, e assumindo que o receptor está em perfeito sincronismo com o sinal recebido ( $\tau_{i,j} = 0$ ), pode-se obter uma representação em tempo-discreto do sinal em banda-base recebido pela  $j$ -ésima antena de recepção no intervalo de chip  $cslot$  através da seguinte expressão:

$$r_j^{cslot}(n) = \sum_{i=1}^{A_t} \beta_{i,j} \cdot s_i^{cslot}(n) + v_j^{cslot}(n) \quad (185)$$

Onde,

$r_j^{cslot}(n)$  representa o  $n$ -ésimo chip do sinal recebido pela  $j$ -ésima antena de recepção no intervalo  $cslot$

$s_i^{cslot}(n)$  é o  $n$ -ésimo chip do *substream* transmitido pela  $i$ -ésima antena de transmissão no intervalo  $cslot$ , composto pelos  $N_w$  canais ortogonais de transmissão, e codificado a nível de chip pela STBC

$\beta_{i,j}$  representa o ganho complexo do canal de propagação entre a  $i$ -ésima antena de transmissão e a  $j$ -ésima antena de recepção

$v_j^{cslot}(n)$  é o ruído na  $j$ -ésima antena de recepção no intervalo  $cslot$

A matriz de codificação da CSTBC, para o cenário de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ), é dada por:

$$\mathbf{s}(n) = \begin{bmatrix} s_1^1(n) & s_2^1(n) \\ s_1^2(n) & s_2^2(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1(n) & d_2(n) \\ -d_2^*(n) & d_1^*(n) \end{bmatrix} \quad (186)$$

Onde,

$d_i(n)$  é o  $n$ -ésimo chip do *substream* transmitido pela  $i$ -ésima antena de transmissão, composto pelos  $N_w$  canais ortogonais de transmissão, dado por:

$$d_i(n) = \sum_{w=0}^{N_w-1} \sqrt{\gamma_i^w} \sum_{k=0}^{N_{sb}-1} b_{i,w}(k) \sum_{g=0}^{G-1} W_w(g) \cdot c(g) \cdot \delta(n - g - kG) \quad (187)$$

Deste modo, para o caso de um receptor empregando apenas uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ), é possível representar o sinal recebido usando a CSTBC através da mesma expressão utilizada na STBC a nível de símbolo, apresentada em (176):

$$\begin{bmatrix} r_1^1(n) \\ r_1^2(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1^1(n) & s_2^1(n) \\ s_2^2(n) & s_1^2(n) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \beta_{1,1} \\ \beta_{2,1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1^1(n) \\ v_1^2(n) \end{bmatrix}$$

Para a CSTBC, os símbolos  $b_{1,w}(k)$  e  $b_{2,w}(k)$ , transmitidos nos canais ortogonais de transmissão  $w$  pelas antenas de transmissão 1 e 2, respectivamente, podem ser recuperados aplicando, primeiramente, o processo de decodificação espaço-temporal ao sinal recebido, e em seguida um método de desespalhamento espectral similar ao apresentado na STBC a nível de símbolo.

Assim, seja  $\tilde{r}_1^1(n) \triangleq r_1^1(n)$  e  $\tilde{r}_1^2(n) \triangleq r_1^{2*}(n)$ . Combinando  $\tilde{r}_1^1(n)$  e  $\tilde{r}_1^2(n)$  através da estimativa dos canais de desvanecimento, pode-se extrair os sinais  $\hat{d}_1(n)$  e  $\hat{d}_2(n)$  usando simples processamento linear. Especificamente, para obter  $\hat{d}_1(n)$ , pode-se combinar  $\tilde{r}_1^1(n)$  e  $\tilde{r}_1^2(n)$ , como se mostra a seguir:

$$\hat{d}_1(n) = \hat{\beta}_{1,1}^* \cdot \tilde{r}_1^1(n) + \hat{\beta}_{2,1} \cdot \tilde{r}_1^2(n) \quad (188)$$

De maneira similar, pode-se obter  $\hat{d}_2(n)$  através de:

$$\hat{d}_2(n) = \hat{\beta}_{2,1}^* \cdot \tilde{r}_1^1(n) - \hat{\beta}_{1,1} \cdot \tilde{r}_1^2(n) \quad (189)$$

Em seguida, os sinais  $\hat{d}_1(n)$  e  $\hat{d}_2(n)$  são submetidos ao processo de desespalhamento espectral para obter respectivamente as estimativas  $\hat{b}_1(k)$  e  $\hat{b}_2(k)$  dos sinais de informação dos *substreams* 1 e 2, como se mostra a seguir:

$$\hat{b}_i(k) = \sum_{g=0}^{G-1} d_i(g + k \cdot G) \cdot W_w(g) \cdot c(g), \quad i = 1, 2 \quad (190)$$

Para o caso de um receptor empregando duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ), o sinal recebido pela  $j$ -ésima antena de recepção também pode ser representado por (181), como se mostra a seguir:

$$\begin{bmatrix} r_1^1(n) \\ r_1^2(n) \\ r_2^1(n) \\ r_2^2(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1^1(n) & s_2^1(n) & \mathbf{0} \\ s_1^2(n) & s_2^2(n) & \\ & s_1^1(n) & s_2^1(n) \\ \mathbf{0} & s_1^2(n) & s_2^2(n) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \beta_{1,1} \\ \beta_{2,1} \\ \beta_{1,2} \\ \beta_{2,2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1^1(n) \\ v_1^2(n) \\ v_2^1(n) \\ v_2^2(n) \end{bmatrix}$$

Neste caso, pode-se obter  $\hat{d}_1(n)$  por:

$$\hat{d}_1(n) = \hat{\beta}_{1,1}^* \cdot \tilde{r}_1^1(n) + \hat{\beta}_{2,1}^* \cdot \tilde{r}_1^2(n) + \hat{\beta}_{1,2}^* \cdot \tilde{r}_2^1(n) + \hat{\beta}_{2,2}^* \cdot \tilde{r}_2^2(n) \quad (191)$$

De maneira similar, pode-se obter  $\hat{d}_2(n)$  por:

$$\hat{d}_2(n) = \hat{\beta}_{2,1}^* \cdot \tilde{r}_1^1(n) - \hat{\beta}_{1,1}^* \cdot \tilde{r}_1^2(n) + \hat{\beta}_{2,2}^* \cdot \tilde{r}_2^1(n) - \hat{\beta}_{1,2}^* \cdot \tilde{r}_2^2(n) \quad (192)$$

Onde,

$$\tilde{r}_2^1(n) \triangleq r_2^1(n)$$

$$\tilde{r}_2^2(n) \triangleq r_1^{2*}(n)$$

Assim como no caso de um receptor empregando uma antena de recepção, pode-se obter diretamente os sinais  $\hat{b}_1(k)$  e  $\hat{b}_2(k)$  através do processo de desespalhamento espectral apresentado em (190).

O modelo a nível de chip pode também ser facilmente estendido para sistemas W-CDMA empregando códigos de embaralhamento longos, substituindo (187) por:

$$d_i(n) = \sum_{w=0}^{N_w-1} \sqrt{\gamma_i^w} \sum_{k=0}^{N_{sb}-1} b_{i,w}(k) \sum_{g=0}^{G-1} W_w(g) \cdot c(g+kG) \cdot \delta(n-g-kG) \quad (193)$$

### 8.3 Modelo para a Codificação Espaço-Temporal em Bloco para Sistemas W-CDMA em Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência

As abordagens a nível de símbolo e a nível de chip, apresentadas nas seções anteriores, também podem ser empregadas para aplicações em canais com desvanecimento seletivo em frequência através da utilização das técnicas de STBC apresentadas no capítulo 7.

Como mencionado no início deste capítulo, o modelo apresentado nesta seção se restringe à abordagem a nível de chip. A abordagem a nível de chip apresenta uma maior robustez a canais variantes no tempo, como mostrado em [CSJ03e] para aplicações em canais com desvanecimento plano em frequência, e oferece uma redução da complexidade do processo de equalização, como mostrado em [CSJ03d] para aplicações em canais com desvanecimento seletivo em frequência.

Na STBC empregando a abordagem a nível de chip para canais com desvanecimento seletivo em frequência, o processo de codificação também é aplicado após o espalhamento espectral, como feito para canais com desvanecimento plano em frequência. Entretanto, o processo de codificação dos chips de cada *substream* de informação, obtidos pelo processo de espalhamento espectral com os códigos de canalização e de embaralhamento, é aplicado em blocos de acordo com a metodologia apresentada no capítulo 7. Em seguida, os chips codificados de cada *substream* são transmitidos através de cada uma das duas antenas de transmissão.

#### 8.3.1 Codificação Espaço-Temporal em Bloco a Nível de Chip

Considerando a hipótese quase estática, onde os coeficientes dos canais de propagação a partir das antenas 1 e 2 são constantes durante um quadro, pode-se obter a seguinte representação para o canal de propagação com desvanecimento seletivo em frequência:

$$p_{i,j}(n) = \sum_{l=0}^{L_{i,j}-1} \beta_{i,j}^l \cdot \psi(n - \tau_{i,j}^l) \quad (194)$$

Onde,

$L_{i,j}$  é o número de componentes de multipercuso do canal de propagação entre a  $i$ -ésima antena de transmissão e a  $j$ -ésima antena de recepção

$\beta_{i,j}^l$  é o ganho complexo do  $l$ -ésimo multipercuso proveniente da  $i$ -ésima antena transmissora para a  $j$ -ésima antena receptora

$\tau_{i,j}^l$  é o atraso de propagação causado pelo canal de propagação entre a  $i$ -ésima antena de transmissão e a  $j$ -ésima antena de recepção

$\psi(n)$  é a forma de onda do sinal filtrado, que inclui os efeitos dos filtros de transmissão e recepção

Assumindo que o receptor está em perfeito sincronismo com a primeira componente de multipercuso  $l_{i,j}^0$  do sinal recebido ( $\tau_{i,j}^{l_{i,j}^0} = 0$ ) e que os canais de propagação  $p_{i,j}(n)$  podem ser modelados como filtros com respostas impulsivas finitas (FIR) de ordem  $\rho_{i,j}$  tal que  $\rho_{i,j} \leq (L_c - 1)$ , pode-se representar o vetor de canal correspondente a  $i$ -ésima antena de transmissão e a  $j$ -ésima antena de recepção por:

$$\mathbf{p}_{i,j} = [p_{i,j}(0), \dots, p_{i,j}(L_c - 1)]^T \quad (195)$$

Onde,

$L_c$  é a dimensão em chips do vetor de canal de propagação após o processo de vetorização

Considerando a aplicação da STBC a nível de chip (CSTBC) e utilizando a metodologia apresentada no capítulo 7 para canais com desvanecimento seletivo em frequência, pode-se obter uma representação em tempo-discreto do sinal em banda-base recebido pela  $j$ -ésima antena de recepção no intervalo de bloco *block* por:

$$\mathbf{r}_j^{block} = \sum_{i=1}^{A_t} \mathbf{p}_{i,j} * \mathbf{s}_i^{block} + \mathbf{v}_j^{block} \quad (196)$$

Onde,

$$\mathbf{r}_j^{block} = [r_j^{block}(1), \dots, r_j^{block}(N_{cb} + L_c - 1)]^T$$

$N_{cb}$  é o número de chips por bloco

$\mathbf{s}_i^{block}$  é o *substream* codificado transmitido pela  $i$ -ésima antena de transmissão

$\mathbf{v}_j^{block}$  é o vetor de ruído

Usando os resultados apresentados no capítulo 7, pode-se facilmente obter a matriz de codificação do método de CSTBC, para o caso de um receptor empregando apenas uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ), através de:

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1^1 & \mathbf{s}_2^1 \\ \mathbf{s}_1^2 & \mathbf{s}_2^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_1 & \mathbf{d}_2 \\ -\mathbf{\Gamma}_{N_{cb}} \cdot \mathbf{d}_2^* & \mathbf{\Gamma}_{N_{cb}} \cdot \mathbf{d}_1^* \end{bmatrix} \quad (197)$$

Onde,

$\mathbf{d}_i = [d_i(1), \dots, d_i(N_{cb})]^T$  é o *substream* proveniente da  $i$ -ésima antena de transmissão, composto por  $N_{cb}$  chips

$\mathbf{\Gamma}_{N_{cb}}$  é a matriz de permutação ( $N_{cb} \times N_{cb}$ ) dada por:

$$\mathbf{\Gamma}_{N_{cb}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ & \ddots \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (198)$$

Sendo que o  $n$ -ésimo chip do *substream* transmitido pela  $i$ -ésima antena de transmissão,  $d_i(n)$ , é dado por:

$$d_i(n) = \sum_{w=0}^{N_w-1} \sqrt{\gamma_i^w} \sum_{k=0}^{N_{sb}-1} b_{i,w}(k) \sum_{g=0}^{G-1} W_w(g) \cdot c(g) \cdot \delta(n - g - kG) \quad (199)$$



Assim, é possível representar o sinal recebido pela antena de recepção durante os blocos 1 e 2 usando a seguinte notação vetorial:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{r}_1^1 \\ \mathbf{r}_1^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_1 & \mathbf{d}_2 \\ -\mathbf{\Gamma}_{N_{cb}} \cdot \mathbf{d}_2^* & \mathbf{\Gamma}_{N_{cb}} \cdot \mathbf{d}_1^* \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \mathbf{p}_{1,1} \\ \mathbf{p}_{2,1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1^1 \\ \mathbf{v}_1^2 \end{bmatrix} \quad (200)$$

Enquanto que, para um receptor empregando duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ), os sinais recebidos nos blocos 1 e 2 são dados por:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{r}_1^1 \\ \mathbf{r}_1^2 \\ \mathbf{r}_2^1 \\ \mathbf{r}_2^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_1 & \mathbf{d}_2 & \mathbf{0} \\ -\mathbf{\Gamma}_{N_{cb}} \cdot \mathbf{d}_2^* & \mathbf{\Gamma}_{N_{cb}} \cdot \mathbf{d}_1^* & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -\mathbf{\Gamma}_{N_{cb}} \cdot \mathbf{d}_2^* & \mathbf{d}_1 & \mathbf{d}_2 \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Gamma}_{N_{cb}} \cdot \mathbf{d}_1^* & -\mathbf{\Gamma}_{N_{cb}} \cdot \mathbf{d}_2^* & \mathbf{\Gamma}_{N_{cb}} \cdot \mathbf{d}_1^* \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \mathbf{p}_{1,1} \\ \mathbf{p}_{2,1} \\ \mathbf{p}_{1,2} \\ \mathbf{p}_{2,2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1^1 \\ \mathbf{v}_1^2 \\ \mathbf{v}_2^1 \\ \mathbf{v}_2^2 \end{bmatrix} \quad (201)$$

Devido às características de seletividade em frequência do canal de propagação, os sinais recebidos nas antenas de recepção apresentam ISI. Assim, para recuperar corretamente os *substreams*  $\mathbf{b}_{1,w}$  e  $\mathbf{b}_{2,w}$ , compostos pelos símbolos de informação  $b_{1,w}(k)$  e  $b_{2,w}(k)$ , transmitidos nos canais ortogonais de transmissão  $w$  pelas antenas de transmissão 1 e 2, respectivamente, é necessário aplicar, primeiramente, os métodos apresentados no capítulo 7 para a decodificação espaço-temporal e eliminação da ISI, e em seguida o método de desespalhamento espectral. Para sistemas W-CDMA empregando códigos de canalização e embaralhamento curtos, é possível ainda aplicar os métodos de decodificação espaço-temporal e de desespalhamento espectral num único processamento.

Sejam  $\tilde{\mathbf{r}}_1^1 \triangleq \mathbf{r}_1^1$  e  $\tilde{\mathbf{r}}_1^2 \triangleq \mathbf{\Gamma}_{N_{cb}+L_c-1} \cdot \mathbf{r}_1^{2*}$ . O método STBC-EPCCE pode ser aplicado a nível de chip (CSTBC-EPCCE), combinando  $\tilde{\mathbf{r}}_1^1$  e  $\tilde{\mathbf{r}}_1^2$  através da estimativa perfeita (ou baseada em treinamento) dos canais de desvanecimento, para obter as versões desacopladas  $\mathbf{y}_1$  e  $\mathbf{y}_2$  dos *substreams*  $\mathbf{d}_1$  e  $\mathbf{d}_2$ ,

respectivamente. Assim, para obter o *substream*  $\mathbf{y}_1$ , pode-se combinar os *substreams* modificados  $\tilde{\mathbf{r}}_1^1$  e  $\tilde{\mathbf{r}}_1^2$  recebidos nos blocos 1 e 2, respectivamente, como apresentado a seguir:

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{\Gamma}_{L_c} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{1,1}^* * \tilde{\mathbf{r}}_1^1 + \hat{\mathbf{p}}_{2,1} * \tilde{\mathbf{r}}_1^2 \quad (202)$$

De maneira similar, pode-se obter o *substream*  $\mathbf{y}_2$  por:

$$\mathbf{y}_2 = \mathbf{\Gamma}_{L_c} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{2,1}^* * \tilde{\mathbf{r}}_1^1 - \hat{\mathbf{p}}_{1,1} * \tilde{\mathbf{r}}_1^2 \quad (203)$$

Onde,

$\hat{\mathbf{p}}_{i,j}$  é a estimativa do canal a partir da  $i$ -ésima antena de transmissão para a  $j$ -ésima antena de recepção

Para um receptor empregando duas antenas de recepção, pode-se obter o *substream*  $\mathbf{y}_1$  por:

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{\Gamma}_{L_c} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{1,1}^* * \tilde{\mathbf{r}}_1^1 + \hat{\mathbf{p}}_{2,1} * \tilde{\mathbf{r}}_1^2 + \mathbf{\Gamma}_{L_c} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{1,2}^* * \tilde{\mathbf{r}}_2^1 + \hat{\mathbf{p}}_{2,2} * \tilde{\mathbf{r}}_2^2 \quad (204)$$

E pode-se obter o *substream*  $\mathbf{y}_2$  por:

$$\mathbf{y}_2 = \mathbf{\Gamma}_{L_c} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{2,1}^* * \tilde{\mathbf{r}}_1^1 - \hat{\mathbf{p}}_{1,1} * \tilde{\mathbf{r}}_1^2 + \mathbf{\Gamma}_{L_c} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{2,2}^* * \tilde{\mathbf{r}}_2^1 - \hat{\mathbf{p}}_{1,2} * \tilde{\mathbf{r}}_2^2 \quad (205)$$

Onde,

$$\tilde{\mathbf{r}}_2^1 \triangleq \mathbf{r}_2^1$$

$$\tilde{\mathbf{r}}_2^2 \triangleq \mathbf{\Gamma}_{N_{cb}+L_c-1} \cdot \mathbf{r}_2^{2*}$$

Os *substreams*  $\mathbf{y}_1$  e  $\mathbf{y}_2$ , obtidos pelo processo de combinação linear, são as versões desacopladas de  $\mathbf{d}_1$  e  $\mathbf{d}_2$ . Entretanto, ainda é necessário eliminar a ISI para recuperar perfeitamente  $\mathbf{d}_1$  e  $\mathbf{d}_2$ .

Assim, aplicando os métodos de equalização apresentados no capítulo 7 aos *substreams*  $\mathbf{y}_1$  e  $\mathbf{y}_2$ , pode-se obter as estimativas dos *substreams* de chips transmitidos,  $\hat{\mathbf{d}}_1$  e  $\hat{\mathbf{d}}_2$ . Para o método de LS, é possível obter os vetores ótimos  $\mathbf{w}_i$ ,  $i = 1, 2$  para a equalização apropriada do canal de propagação usando [Hay96]:

$$\mathbf{w}_i = \left( \frac{1}{N_t \cdot G} \cdot \sum_{n=1}^{N_t \cdot G} \check{\mathbf{y}}_i(n)^* \cdot \check{\mathbf{y}}_i(n)^T \right)^{-1} \cdot \left( \frac{1}{N_t \cdot G} \cdot \sum_{n=1}^{N_t \cdot G} \check{\mathbf{y}}_i(n)^* \cdot d_i(n)^T \right) \quad (206)$$

Onde,

$$\check{\mathbf{y}}_i(n) = [y_i(n), y_i(n-1), \dots, y_i(n-N_e+1)]^T$$

$N_e$  é o número de coeficientes dos subfiltros  $\mathbf{w}_i$  empregados no processo de equalização

$N_t$  é o número de símbolos de treinamento empregado por antena de transmissão

Após o processo de equalização, os *substreams*  $\hat{\mathbf{d}}_1$  e  $\hat{\mathbf{d}}_2$  são submetidos ao processo de desespalhamento espectral para obter respectivamente as estimativas  $\hat{b}_{1,w}(k)$  e  $\hat{b}_{2,w}(k)$  dos sinais de informação do canal  $w$ , referente aos *substreams* 1 e 2, como se mostra a seguir:

$$\hat{b}_i(k) = \sum_{g=0}^{G-1} \hat{d}_i(g+k \cdot G) \cdot W_w(g) \cdot c(g), \quad i = 1, 2 \quad (207)$$

Para sistemas W-CDMA empregando códigos de canalização e embaralhamento curtos, pode-se aplicar o processo de equalização a nível de símbolo (SimbEq), ou seja, processar os elementos de  $\mathbf{y}_1$  e  $\mathbf{y}_2$ , símbolo a símbolo, ao invés de chip a chip, permitindo a unificação dos processos de equalização

e desespalhamento espectral. Assim, os vetores ótimos  $\mathbf{w}_i$ ,  $i = 1, 2$ , no sentido LS, para desempenhar as funções de equalização e desespalhamento espectral conjuntamente, são dados por:

$$\mathbf{w}_i = \left( \frac{1}{N_t} \cdot \sum_{k=1}^{N_t} \check{\mathbf{y}}_i(k)^* \cdot \check{\mathbf{y}}_i(k)^T \right)^{-1} \cdot \left( \frac{1}{N_t} \cdot \sum_{k=1}^{N_t} \check{\mathbf{y}}_i(k)^* \cdot b_{i,w}(k)^T \right) \quad (208)$$

Onde,

$$\check{\mathbf{y}}_i(k) = [y_i(k \cdot G), y_i(k \cdot G - 1), \dots, y_i(k \cdot G - N_e + 1)]^T$$

A abordagem espaço-temporal em bloco a nível de chip, aplicada a sistemas W-CDMA sujeitos a canais com desvanecimento seletivo em frequência, também pode ser estendida aos métodos de STBC-EPCICE e STBC-MIMO-JEC (CSTBC-EPCICE e CSTBC-MIMO-JEC, respectivamente) através da aplicação de adaptações similares às apresentadas para o método STBC-EPCCE.

Considerando particularmente o método de CSTBC-MIMO-JEC aplicado a sistemas W-CDMA empregando códigos de canalização e embaralhamento curtos, pode-se utilizar o método espaço-temporal semicego SBCMACI aplicado para diversidade, como apresentado no capítulo 4, para desempenhar as funções de equalização, decodificação espaço-temporal e desespalhamento espectral conjuntamente. O método, denominado CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC, permite reduzir significativamente a quantidade de símbolos de treinamento necessária para atingir a convergência em relação aos métodos de CSTBC-MIMO-JEC baseados em treinamento.

Deste modo, a aplicação do método de CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC em sistemas W-CDMA empregando códigos curtos, pode proporcionar ganhos significativos de desempenho, já que na maioria dos sistemas, com o intuito de aumentar o *throughput* e manter as características do canal de propagação invariantes no tempo, a quantidade de símbolos de treinamento utilizada nos processos adaptativos e a dimensão dos quadros transmitidos, respectivamente, são limitadas.

## 8.4 Resultados de Simulação

Nesta seção, é investigado o desempenho do *downlink* de um sistema W-CDMA síncrono empregando os métodos de codificação espaço-temporal em bloco apresentados neste capítulo para canais de propagação sujeitos a desvanecimento plano e seletivo em frequência.

Considera-se que o sistema opera em 2 GHz e emprega espalhamento espectral com taxa de chip igual a 3.84 Mcps e diferentes ganhos de processamento. Os sinais dos  $M$  usuários, mapeados em  $N_w$  *streams* de dados (denominados DPCH), são modulados em QPSK, espalhados espectralmente pelos códigos ortogonais de canalização específicos de cada DPCH ( $W_w$ ) e embaralhados pelo código de embaralhamento complexo específico da ERB ( $c$ ). O processo de embaralhamento é na verdade a operação de espalhamento complexo descrita no capítulo 4 [DJ98].

A ERB é dotada de um arranjo de antenas composto por duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e são analisados os casos em que cada EM emprega uma ( $A_r = 1$ ) e duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ). Considera-se que tanto as antenas da ERB como das EM estão suficientemente espaçadas para garantir que os sinais recebidos pelas antenas de recepção sejam não-correlacionados.

O modelo de canal adotado para as simulações de sistemas sujeitos a canais planos em frequência é baseado na abordagem apresentada na seção 8.2 associada ao modelo de Patzold, descrito no capítulo 2. Enquanto que o modelo de canal adotado para as simulações de sistemas sujeitos a canais seletivos em frequência é baseado na abordagem apresentada na seção 8.3 associada ao modelo de *tapped delay line*, também descrito no capítulo 2.

Para canais com desvanecimento plano em frequência, são analisadas as abordagens a nível de símbolo (STBC) e a nível de chip (CSTBC) em função do *doppler spread* ( $\Delta_{dopp}$ ), da taxa de transmissão de dados e da  $SNR$ . As análises se limitam a sistemas W-CDMA empregando códigos de embaralhamento curtos.

Para canais com desvanecimento seletivo em frequência, as análises

se restringem apenas à abordagem a nível de chip (CSTBC), já que os resultados obtidos nas análises para canais com desvanecimento plano em frequência mostram que o método de CSTBC apresenta um desempenho superior ao método de STBC (em canais variantes no tempo). As análises para sistemas W-CDMA empregando códigos de embaralhamento curtos, consideram a utilização do processo de equalização a nível de símbolo, possibilitando que a equalização e o desespalhamento espectral sejam realizados conjuntamente. Enquanto que as análises para sistemas W-CDMA empregando códigos de embaralhamento longos, consideram a utilização do processo de equalização a nível de chip, necessitando que a equalização e o desespalhamento espectral sejam realizados separadamente. As simulações são desenvolvidas variando o número de símbolos de treinamento por antena de transmissão ( $N_t$ ), a dimensão dos subfiltros empregados no processo de equalização ( $N_e$ ), a  $SNR$  e, no caso do método de CSTBC-EPCICE, do número de iterações ( $N_{iter}$ ) empregado no processo iterativo de estimativa do canal de propagação.

#### 8.4.1 CSTBC usando Códigos Curtos para Canais com Desvanecimento Plano em Frequência

Nesta subseção, são apresentados alguns resultados de simulação para o *downlink* de um sistema W-CDMA síncrono empregando os métodos de CSTBC e STBC para canais com desvanecimento plano em frequência variantes no tempo.

Considera-se que o sistema analisado utiliza 4 DPCH ( $N_w = 4$ ) por célula, cada um associado a um usuário específico. Os *streams* de dados transmitidos em cada DPCH são compostos por 200 símbolos ( $N_s = 200$ ), divididos em dois *substreams* de 100 símbolos ( $N_{sb} = 100$ ). Os resultados apresentados são obtidos pela avaliação de 2500 quadros ( $N_{fr} = 2500$ ). Devido à estrutura dos métodos de STBC empregados, os símbolos de treinamento estão presentes nos dois blocos que compõem o *stream*, sendo ainda adicionados símbolos de guarda a cada bloco para evitar a IBI.

O processo de espalhamento espectral ortogonal usado na canalização é feito através do emprego de códigos de Walsh ( $G = 8$ ), enquanto que o processo de embaralhamento é obtido através do uso de códigos curtos de Gold ( $G=63$  e  $255$ ) ou Gold-like ( $G=15$ ), dependendo da taxa de dados transmitida por canal. Um chip é adicionado ao final do código de embaralhamento para permitir um ajuste perfeito entre a duração dos códigos de canalização e de embaralhamento [DJ98].

As simulações são desenvolvidas considerando três taxas diferentes de transmissão de dados por canal: taxa de dados baixa (LDR=15ksps /  $G=256$ ), taxa de dados média (MDR=60ksps /  $G=64$ ) e taxa de dados alta (HDR=240ksps /  $G=16$ ).

Assume-se durante as simulações, que os canais de propagação são variantes no tempo, cujos coeficientes são determinados de acordo com o modelo de canal proposto por Patzold [PKLL98], apresentado no capítulo 2, empregando 15 osciladores ( $N_{osc1} = 15$ ).

Nas figuras 86, 87 e 88, são apresentados os resultados de simulação para um sistema com duas antenas de transmissão e uma ou duas antenas de recepção empregando o método de CSTBC. Um sistema não empregando nenhum método de diversidade é usado como referência de desempenho. Os resultados são obtidos para diferentes taxas de dados e diferentes *doppler spreads* ( $\Delta_{dopp} = 100, 200, 300$  e  $400$  Hz).

Na figura 86, é apresentado o desempenho do método de CSTBC para transmissões de dados de baixa taxa. Devido à taxa empregada, os efeitos de desvanecimento são mais severos e o emprego da CSTBC oferece ganhos significativos de desempenho para todos os valores de *doppler spread* analisados, em relação a um sistema não empregando nenhum método de diversidade. Para uma *BER* de  $1 \cdot 10^{-3}$  e um *doppler spread* de 100 Hz, o ganho de desempenho de um sistema com uma antena de recepção empregando o método de CSTBC sobre um sistema não empregando nenhum método de diversidade é de aproximadamente 11 dB. Considerando o método de CSTBC, pode-se obter um ganho

adicional de aproximadamente 7 dB ( $BER = 1 \cdot 10^{-3}$  e um *doppler spread* de 100 Hz), aumentando o número de antenas de recepção de uma para duas antenas.

Na figura 87, é apresentado o desempenho do método de CSTBC para transmissões de dados de média taxa. O emprego da CSTBC também oferece ganhos significativos de desempenho. Entretanto, o aumento da taxa de dados reduz os ganhos de desempenho obtidos pelo método de CSTBC para *doppler spreads* baixos. Para uma  $BER$  de  $1 \cdot 10^{-3}$  e um *doppler spread* de 100 Hz, o ganho de desempenho de um sistema com uma antena de recepção empregando o método de CSTBC sobre um sistema não empregando nenhum método de diversidade é da ordem de 5 dB, o que representa uma redução de aproximadamente 6 dB em relação ao ganho obtido na transmissão de dados de baixa taxa. Já para situações onde o *doppler spread* é de 400 Hz, o ganho de desempenho obtido por um sistema com uma antena de recepção sobre um sistema não empregando nenhum método de diversidade é de aproximadamente 10 dB para uma  $BER$  de  $1 \cdot 10^{-3}$ .

Na figura 88, é apresentado o desempenho do método de CSTBC para transmissões de dados de alta taxa. À medida que a taxa de dados aumenta, os efeitos da variação no tempo do canal de propagação diminuem e os ganhos de desempenho oferecidos pelo método de diversidade de transmissão também diminuem. Para uma  $BER$  de  $1 \cdot 10^{-3}$  e um *doppler spread* de 100 Hz, o ganho de desempenho de um sistema com uma antena de recepção empregando o método de CSTBC sobre um sistema não empregando nenhum método de diversidade é da ordem de apenas 1 dB. Mesmo assim, para os demais cenários de  $SNR$  e *doppler spreads* investigados, o método de CSTBC ainda oferece grandes vantagens em relação a um sistema não empregando nenhum método de diversidade, principalmente considerando a utilização de duas antenas de recepção.



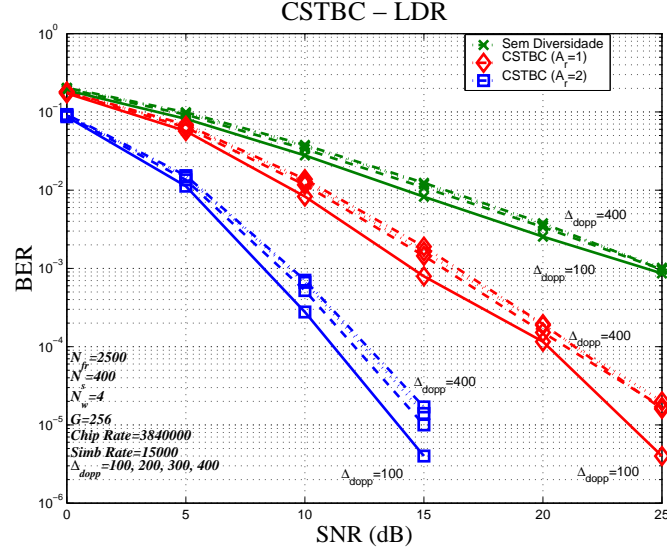


Figura 86: Comparação entre um sistema W-CDMA de LDR sem diversidade e empregando a CSTBC com 2 antenas de transmissão e 1 ou 2 antenas de recepção para diferentes *delay spreads* ( $N_w = 4$ ,  $G = 256$  e  $\Delta_{dopp} = 100, 200, 300, 400$ )

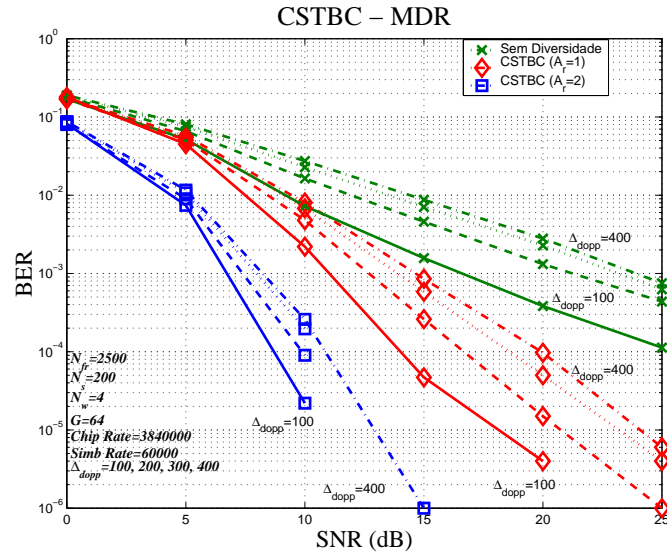


Figura 87: Comparação entre um sistema W-CDMA de MDR sem diversidade e empregando a CSTBC com 2 antenas de transmissão e 1 ou 2 antenas de recepção para diferentes *delay spreads* ( $N_w = 4$ ,  $G = 64$  e  $\Delta_{dopp} = 100, 200, 300, 400$ )

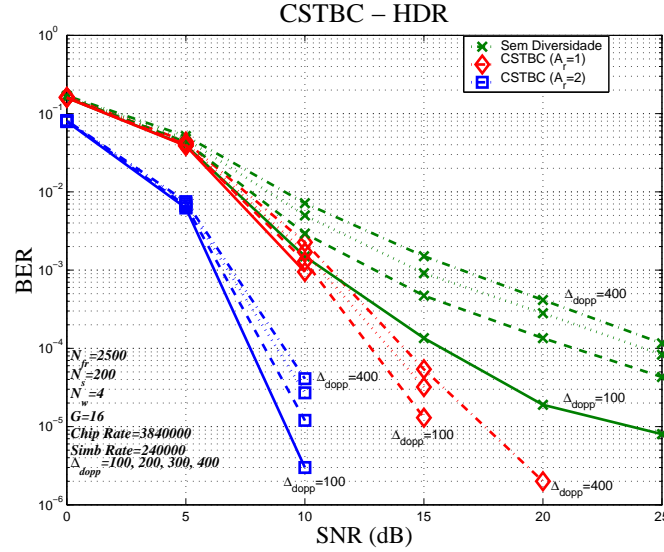


Figura 88: Comparação entre um sistema W-CDMA de HDR sem diversidade e empregando a CSTBC com 2 antenas de transmissão e 1 ou 2 antenas de recepção para diferentes *delay spreads* ( $N_w = 4$ ,  $G = 16$  e  $\Delta_{dopp} = 100, 200, 300, 400$ )

Nas figuras 89, 90 e 91, são apresentadas comparações de desempenho entre os métodos de STBC e CSTBC empregando uma e duas antenas de recepção, para diferentes taxas de transmissão de dados e para um *doppler spread* de 400 Hz ( $\Delta_{dopp} = 400$  Hz).

Na figura 89, são apresentadas comparações de desempenho entre os métodos de STBC e CSTBC para transmissões de dados de baixa taxa. Os resultados obtidos mostram que o desempenho do método de CSTBC para transmissões de dados de baixa taxa é superior a aquele obtido pelo método de STBC numa ampla faixa de *SNR*. Para o caso de uma antena de recepção, o ganho de desempenho é de aproximadamente 10 dB para uma *BER* de  $2 \cdot 10^{-4}$ . Já para o caso de duas antenas de recepção, o ganho de desempenho é de aproximadamente 1 dB para a mesma *BER*.

Na figura 90, são apresentadas comparações de desempenho entre os métodos de STBC e CSTBC para transmissões de dados de média taxa. Os resultados obtidos mostram que o método de CSTBC também é superior ao método de STBC, entretanto, os ganhos de desempenho oferecidos pelo método

de CSTBC só são evidentes a elevadas SNR e baixas BER. Para o caso de uma antena de recepção, o ganho de desempenho é de aproximadamente 2.5 dB para uma  $BER$  de  $1 \cdot 10^{-5}$ . Novamente os ganhos de desempenho são mais pronunciados no caso de uma antena de recepção.

Na figura 91, são apresentadas comparações de desempenho entre os métodos de STBC e CSTBC para transmissões de dados de alta taxa. Para as SNR e BER avaliadas, os dois métodos apresentam um desempenho similar. Entretanto, em função dos resultados obtidos para as transmissões de baixa e de média taxa, pode-se concluir que ganhos de desempenho mais significativos estão disponíveis à medida que a  $SNR$  aumenta e a BER diminui.

Finalmente, nas figuras 92 e 93, são apresentadas amostras dos canais de propagação variantes no tempo, de acordo com o modelo de Patzold, para os casos de uma antena de recepção e duas antenas de recepção, respectivamente.

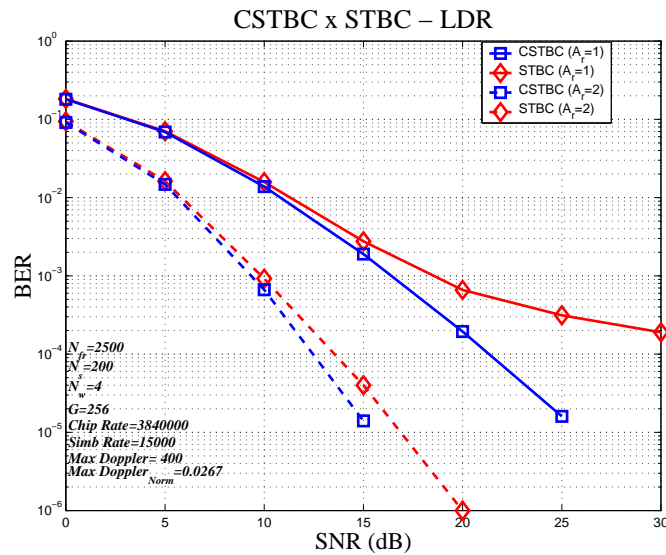


Figura 89: Comparação entre a STBC e CSTBC (1 e 2 antenas de recepção) para um sistema W-CDMA de LDR ( $N_w = 4$ ,  $G = 256$  e  $\Delta_{dopp} = 400$ )

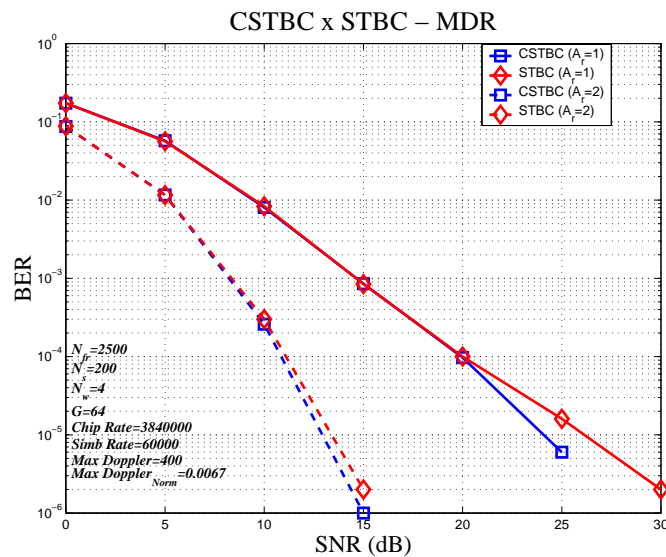


Figura 90: Comparação entre a STBC e CSTBC (1 e 2 antenas de recepção) para um sistema W-CDMA de MDR ( $N_w = 4$ ,  $G = 64$  e  $\Delta_{dopp} = 400$ )

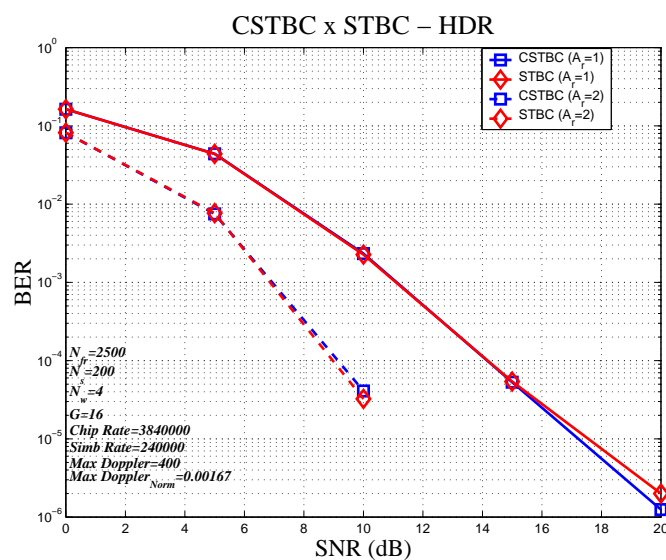


Figura 91: Comparação entre a STBC e CSTBC (1 e 2 antenas de recepção) para um sistema W-CDMA de HDR ( $N_w = 4$ ,  $G = 16$  e  $\Delta_{dopp} = 400$ )

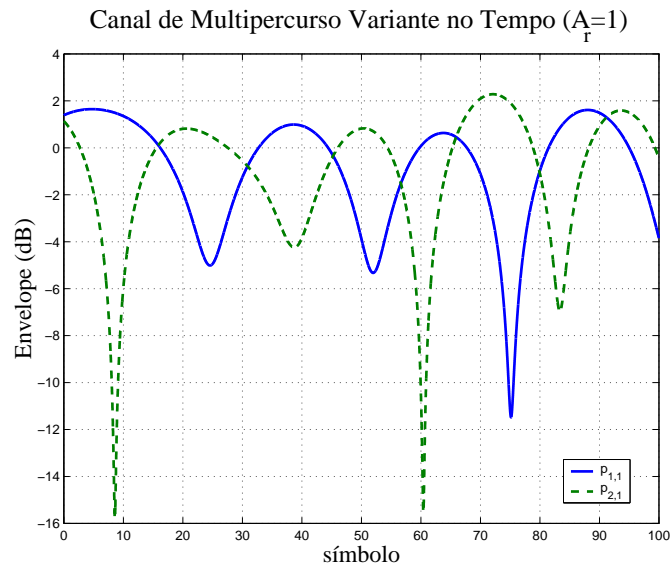


Figura 92: Canais de Multipercurso considerando um sistema W-CDMA de LDR empregando 1 antena de recepção ( $N_w = 4$ ,  $G = 256$  e  $\Delta_{dopp} = 400$ )

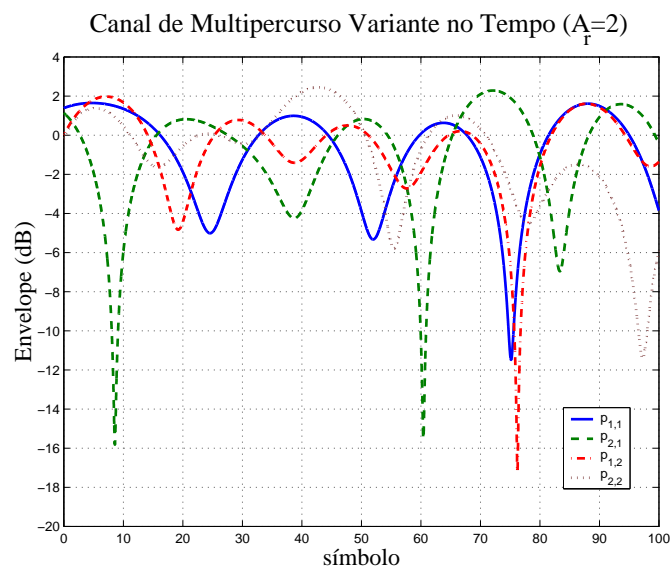


Figura 93: Canais de Multipercurso considerando um sistema W-CDMA de LDR empregando 2 antenas de recepção ( $N_w = 4$ ,  $G = 256$  e  $\Delta_{dopp} = 400$ )

#### 8.4.2 CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC usando Códigos Curtos para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência

Nesta subseção, são apresentados alguns resultados de simulação para o *downlink* de um sistema W-CDMA síncrono empregando os métodos de CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (métodos de STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC empregando a abordagem a nível de chip) para canais com desvanecimento seletivo em frequência.

De maneira similar a elaborada no capítulo 7, pode-se obter o método de CSTBC-RLS-EPC considerando que o processo de decodificação espaço-temporal empregado no método de CSTBC-RLS-EPCCE é realizado através de uma estimativa perfeita do canal de propagação. Deste modo, o método de CSTBC-RLS-EPC pode ser empregado como uma referência de desempenho.

Considera-se que o sistema analisado utiliza 4 DPCH ( $N_w = 4$ ) por célula, cada um associado a um usuário específico. Os *streams* de dados transmitidos em cada DPCH são compostos por 500 símbolos ( $N_s = 500$ ), divididos em dois *substreams* de 250 símbolos ( $N_{sb} = 250$ ). Os resultados apresentados são obtidos pela avaliação de 2500 quadros ( $N_{fr} = 2500$ ) por parâmetro avaliado. Os símbolos de treinamento estão presentes nos dois blocos que compõem o *stream* de dados e são adicionados alguns símbolos de guarda para evitar a IBI.

O processo de espalhamento espectral ortogonal para a canalização é feito através da utilização de códigos de Walsh ( $G = 8$ ) e o processo de embaralhamento é obtido através do uso de códigos curtos de Gold ( $G=7$ ). Um chip é adicionado ao final do código de embaralhamento para permitir um ajuste perfeito entre a duração dos códigos de canalização e de embaralhamento ( $G = 8$ ). As simulações são desenvolvidas para taxas de transmissão de dados por canal de 480 kbps.

O processo de equalização (RLS) é feito a nível de símbolo (SimEq), unificando as operações de equalização e desespalhamento espectral e emprega subfiltros com dimensões  $1X_s$  ( $1 \cdot G$ ),  $2X_s$  ( $2 \cdot G$ ) ou  $4X_s$  ( $4 \cdot G$ ). O processo de estimativa dos canais de propagação (RLS) é feito a nível de chip e considera que a dimensão dos filtros empregados é igual à máxima dimensão dos canais de propagação. O fator de esquecimento do algoritmo RLS (empregado nos processos de estimativa dos canais de propagação e de equalização) é igual a 1 ( $\lambda_{rls} = 1$ ).

Assume-se durante as simulações, que o canal de propagação é fixo durante um quadro (abordagem quase estática) e representado por um filtro de FIR de dimensão 7 ( $L_c = 7$ ). A cada quadro transmitido, é gerado um novo canal de propagação, composto por 3 componentes de multipercurso independentes, cujas envoltórias e fases apresentam distribuições de Rayleigh e uniforme, respectivamente. Cada componente de multipercurso é alocado aleatoriamente num dos coeficientes do filtro de FIR que representa o canal.

Nas figuras 94, 95, 96 e 97, são apresentadas as BER dos métodos de CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ) variando a quantidade de símbolos de treinamento por antena de transmissão e a dimensão dos subfiltros utilizados no processo de equalização (representada como um fator multiplicativo de  $G$ ), para uma  $SNR$  de 10 dB. Analisando os resultados obtidos, verifica-se que aumentando a dimensão dos subfiltros empregados no processo de equalização de uma vez ( $1X_s$ , representando  $1 \cdot G$ ) o ganho de processamento ( $G$ ) para duas vezes ( $2X_s$ , representando  $2 \cdot G$ ), há uma melhora significativa de desempenho, à medida que o número de símbolos de treinamento aumenta, para todos os métodos analisados.

Nas figuras 94 e 95, são apresentadas comparações de desempenho, para os métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE, respectivamente, em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e dos subfiltros utilizados ( $1X_s$  e  $2X_s$ ). Pode-se verificar que, para ambos os métodos, o ganho de desem-

penho oferecido pelo aumento da dimensão dos subfiltros só se faz presente se houver uma quantidade de símbolos de treinamento suficiente ( $N_t > 30$ ).

Na figura 96, é apresentado o desempenho do método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC, em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e dos subfiltros utilizados ( $1X_s$  e  $2X_s$ ). Pode-se verificar que o ganho de desempenho oferecido pelo aumento da dimensão dos subfiltros aumenta à medida que número de símbolos de treinamento aumenta.

Na figura 97, é apresentada uma comparação de desempenho entre os três métodos de CSTBC analisados, em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e da dimensão dos subfiltros utilizados. Pode-se verificar que, para a  $SNR$  e quantidade de símbolos de treinamento analisados, os métodos CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE apresentam um ganho significativo de desempenho em relação ao método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC.

Embora qualitativamente os métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE apresentem um desempenho superior ao obtido pelo método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC, para obter comparações mais precisas, levando em consideração as diferenças de complexidade entre os métodos, torna-se necessário normalizar a dimensão dos subfiltros e considerar o processo de estimativa de canal utilizado nos métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE, como apresentado no capítulo 7.



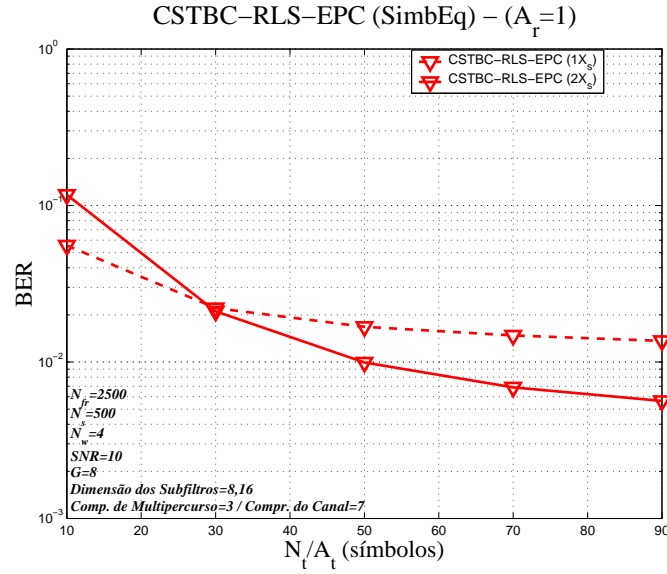


Figura 94: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 7$ )

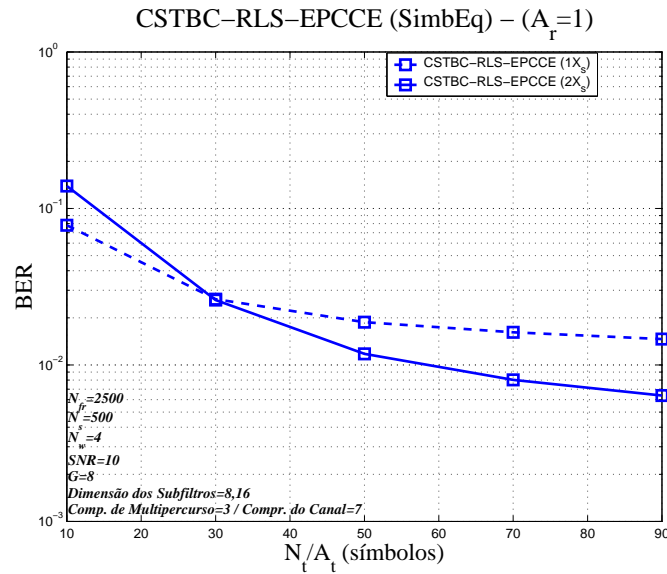


Figura 95: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 7$ )

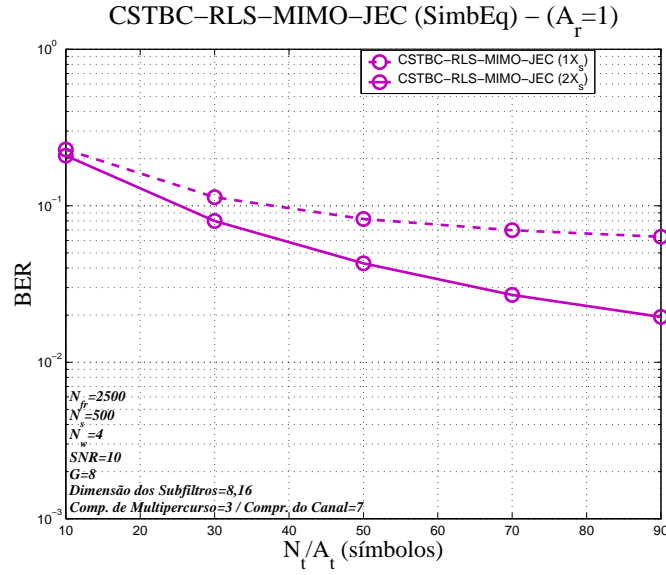


Figura 96: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 7$ )

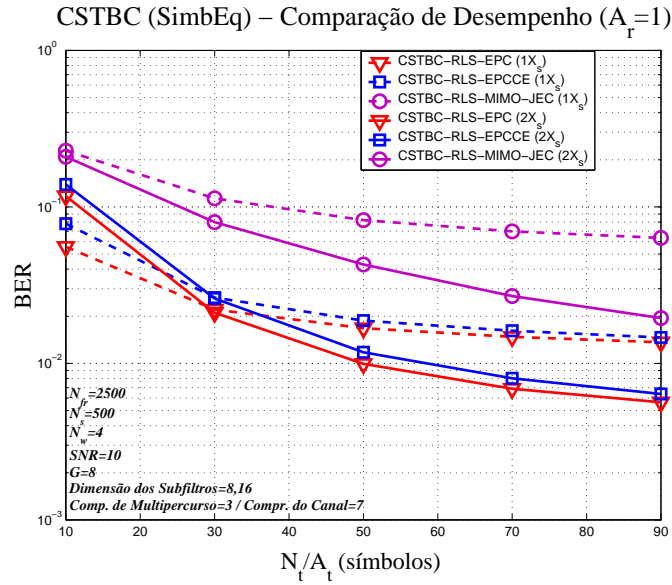


Figura 97: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 7$ )

Nas figuras 98, 99, 100 e 101, são apresentadas as BER dos métodos de CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ) variando a quantidade de símbolos de treinamento por antena e a dimensão dos subfiltros utilizados no processo de equalização, considerando uma  $SNR$  igual a 10 dB.

Nas figuras 98 e 99 são apresentadas comparações de desempenho para os métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE, respectivamente, em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e dos subfiltros utilizados ( $1X_s$  e  $2X_s$ ). Verifica-se que aumentando a dimensão dos subfiltros de  $1X_s$  para  $2X_s$ , há uma melhora significativa de desempenho (à medida que o número de símbolos de treinamento aumenta). Entretanto, o ganho de desempenho oferecido pelo aumento da dimensão dos subfiltros só se faz presente se houver uma quantidade de símbolos de treinamento suficiente ( $N_t > 25$ ).

Na figura 100, é apresentado o desempenho do método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC, em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e dos subfiltros utilizados ( $1X_s$  e  $2X_s$ ). Verifica-se que o aumento da dimensão dos subfiltros não ocasiona uma melhora significativa de desempenho, como nos métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE. Entretanto, nota-se que, para uma dada  $BER$ , o aumento da dimensão dos subfiltros possibilita obter uma redução da quantidade de símbolos de treinamento requerida. Por exemplo, para uma  $BER$  de  $1 \cdot 10^{-2}$ , há uma redução de aproximadamente 25 símbolos de treinamento.

Na figura 101 é apresentada uma comparação de desempenho entre os três métodos de CSTBC analisados, em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e da dimensão dos subfiltros utilizados. Pode-se verificar que, para a  $SNR$  e quantidade de símbolos de treinamento analisados, os métodos CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE apresentam um ganho significativo de desempenho em relação ao método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC.

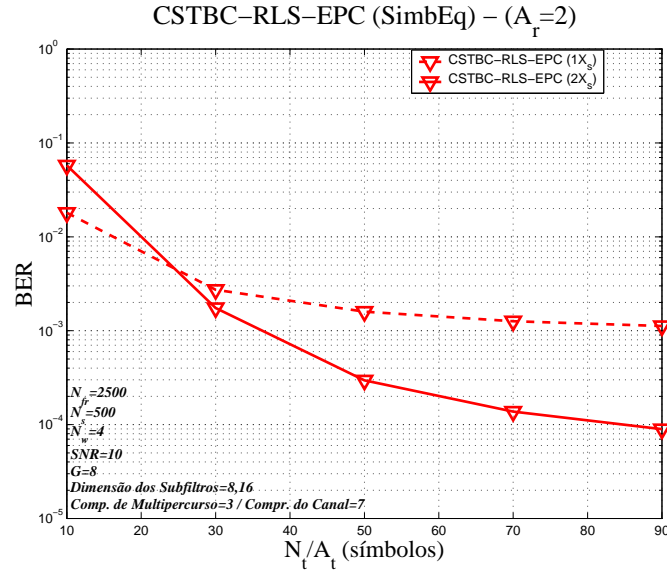


Figura 98: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 7$ )

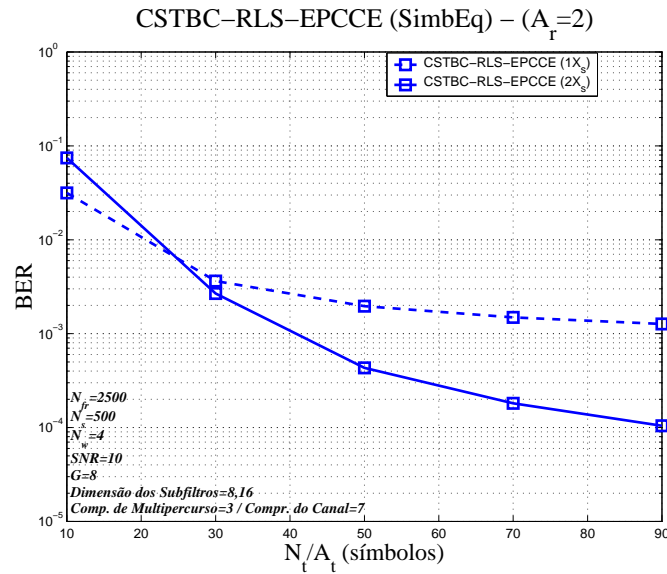


Figura 99: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 7$ )

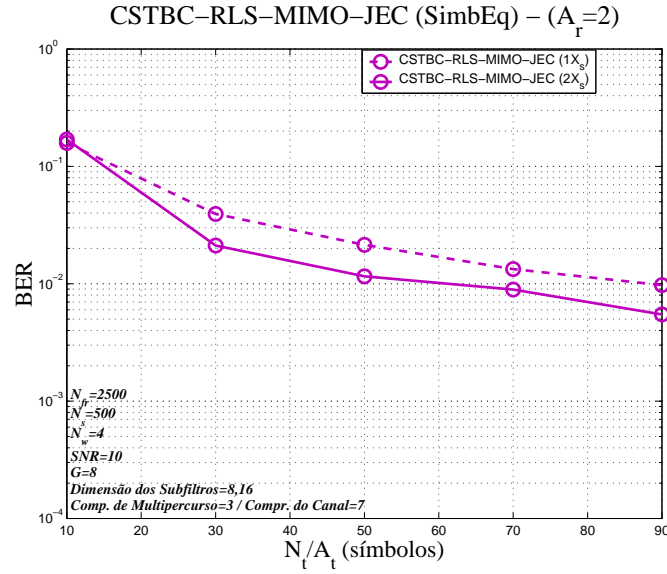


Figura 100: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 7$ )

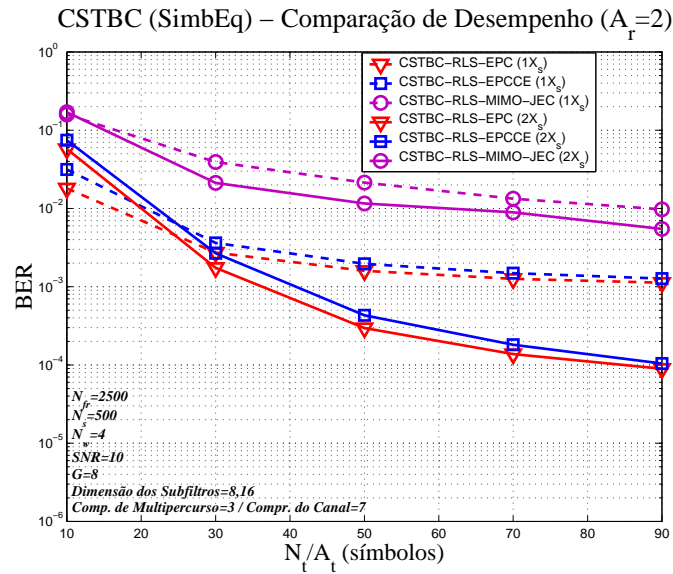


Figura 101: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 7$ )

Nas figuras 102, 103 e 104, são apresentados os desempenhos dos métodos de CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ) em função da  $SNR$ , para diferentes dimensões dos subfiltros utilizados no processo de equalização ( $1X_s$  e  $2X_s$ ) e diferentes quantidades de símbolos de treinamento por antena de transmissão (25, 50 e 100 símbolos). A quantidade de símbolos de treinamento foi escolhida com o intuito de obter figuras de desempenho que levem em consideração um compromisso entre *throughput* e treinamento (10%, 20% e 40% do total de símbolos transmitidos por quadro).

Verifica-se que à medida que a  $SNR$  aumenta, o aumento da dimensão dos subfiltros utilizados no processo de equalização resulta num aumento significativo do desempenho dos três métodos analisados. Nota-se ainda que os métodos analisados tendem a apresentar assintoticamente um patamar residual de erro à medida que a  $SNR$  aumenta (mais evidente nos métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE).

Nas figuras 105, 106 e 107, são apresentadas comparações de desempenho entre os métodos de CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC em função da  $SNR$ , para diferentes subfiltros ( $1X_s$  e  $2X_s$ ) e para 25, 50 e 100 símbolos de treinamento, respectivamente. Pode-se verificar que, para as condições analisadas, os métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE apresentam um ganho significativo de desempenho em relação ao método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC. Nota-se ainda que à medida que a  $SNR$  e a quantidade de símbolos de treinamento aumentam, a diferença de desempenho entre os métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE e o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC diminui.

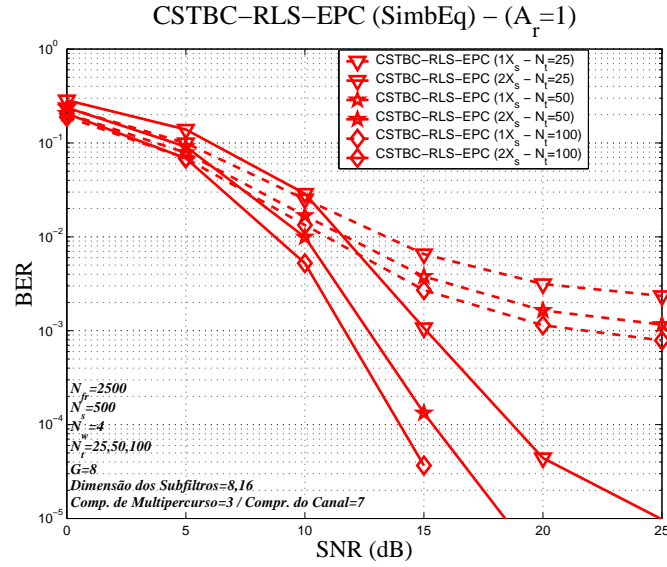


Figura 102: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ), do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25, 50$  e  $100$  e  $L_c = 7$ )

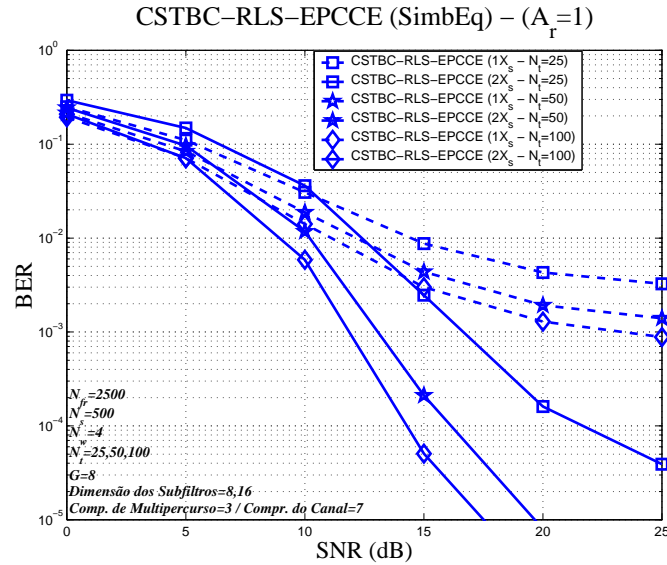


Figura 103: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ), do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25, 50$  e  $100$  e  $L_c = 7$ )

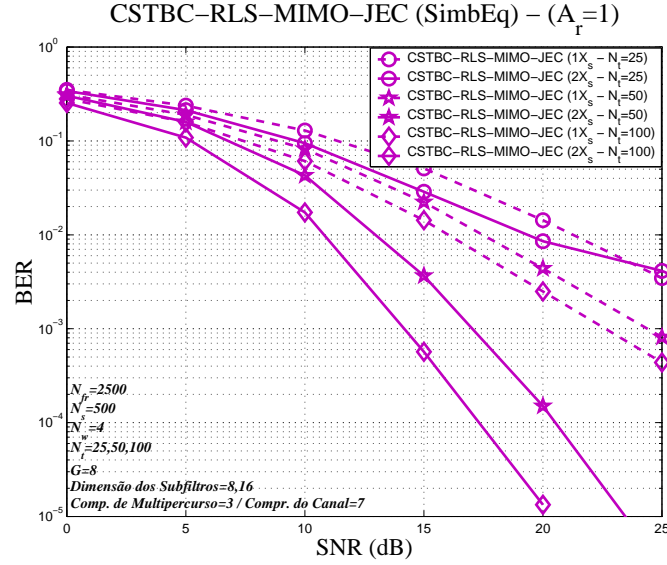


Figura 104: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ), do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25, 50$  e  $100$  e  $L_c = 7$ )

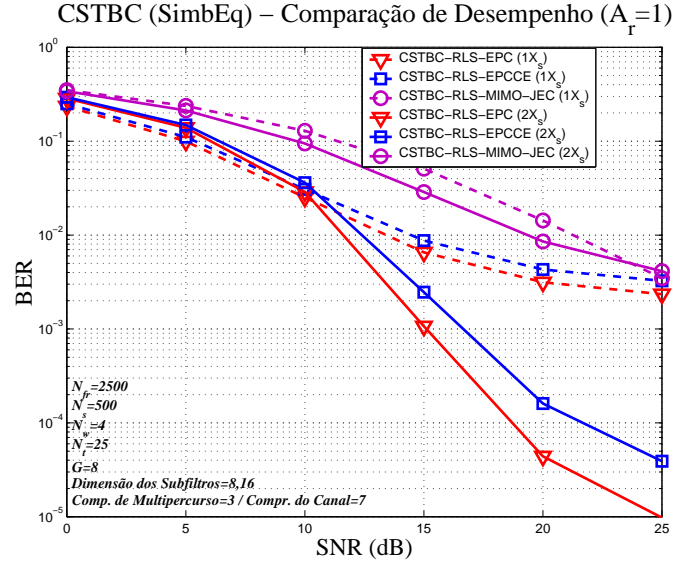


Figura 105: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 7$ )



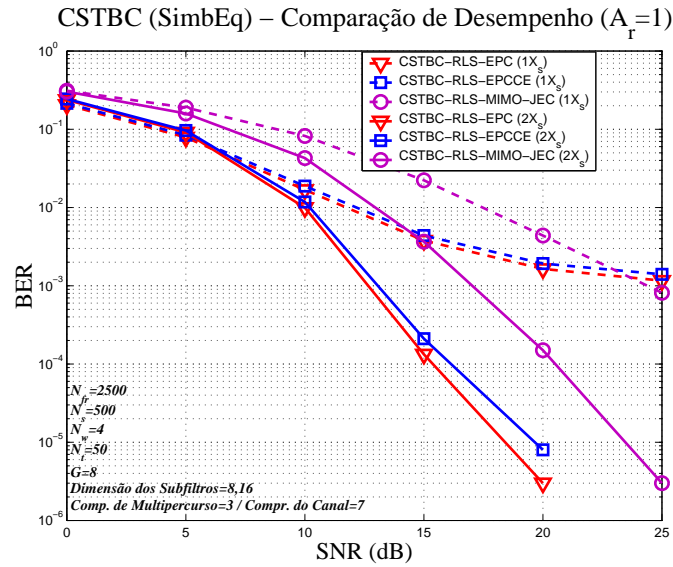


Figura 106: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 7$ )

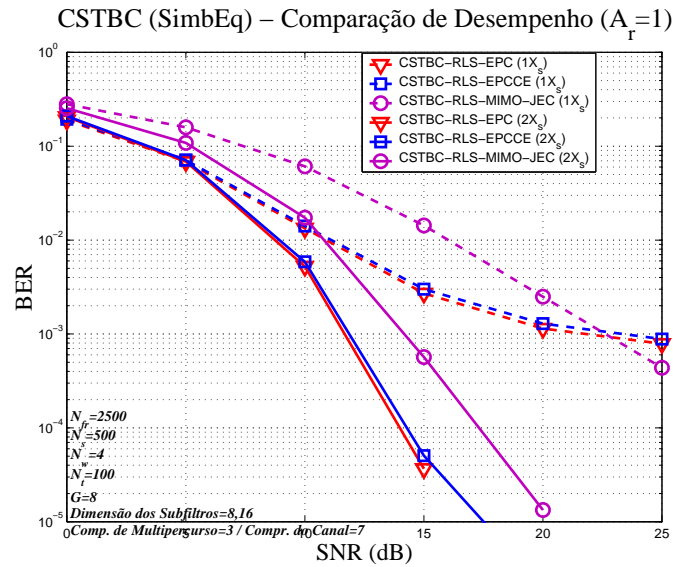


Figura 107: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 100$  e  $L_c = 7$ )

Nas figuras 108, 109 e 110, são apresentados os desempenhos dos métodos de CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ) em função da  $SNR$ , considerando diferentes dimensões dos subfiltros empregados no processo de equalização ( $1X_s$  e  $2X_s$ ) e diferentes quantidades de símbolos de treinamento por antena de transmissão (25, 50 e 100 símbolos). Assim como no caso de uma antena de recepção, a quantidade de símbolos de treinamento por antena de transmissão é definida para permitir a análise de diferentes cenários (10%, 20% e 40% do total de símbolos transmitidos por quadro), de modo a levar em consideração o compromisso entre *throughput* e treinamento.

Nas figuras 108 e 109, são apresentados os desempenhos dos métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE, respectivamente, em função da  $SNR$ , da dimensão dos subfiltros empregados no processo de equalização e da quantidades de símbolos de treinamento por antena de transmissão. Analisando os resultados apresentados, pode-se verificar que à medida que a  $SNR$  aumenta, o aumento da dimensão dos subfiltros empregados no processo de equalização resulta num aumento significativo de desempenho. Entretanto, quando são empregados apenas 25 símbolos de treinamento, o ganho de desempenho obtido pelo aumento da dimensão dos subfiltros só é notado para  $SNR$  maiores que 10 dB, devido principalmente ao aumento da complexidade causado pelo emprego de duas antenas de recepção (necessidade de um aumento da quantidade de símbolos de treinamento para atingir a convergência em relação à quantidade necessária para o caso de apenas uma antena de recepção).

Na figura 110, é apresentado o desempenho do método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC em função da  $SNR$ , da dimensão dos subfiltros empregados no processo de equalização e da quantidades de símbolos de treinamento por antena de transmissão. Analisando os resultados obtidos, verifica-se que, por ser necessário uma quantidade elevada de símbolos de treinamento para o método atingir a convergência (maior complexidade em relação aos métodos CSTBC-

RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE), o aumento da dimensão dos subfiltros só acarreta num ganho de desempenho quando é empregada uma quantidade elevada de símbolos de treinamento. Por exemplo, para 25 símbolos de treinamento, um aumento da dimensão dos subfiltros pode causar uma redução de desempenho (para  $SNR$  maiores que 15 dB).

Como explicado no capítulo 7, o mal condicionamento da matriz de correlação, associado às características de cicloestacionaridade dos códigos de espalhamento curtos, pode causar uma redução da taxa de convergência do processo adaptativo à medida que a dimensão dos subfiltros empregados no processo de equalização espaço-temporal aumenta. Assim, torna-se necessário um aumento da quantidade de símbolos de treinamento para possibilitar ao método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC se beneficiar do aumento da dimensionalidade dos subfiltros. Nota-se ainda que os métodos analisados tendem a apresentar assintoticamente um patamar residual de erro à medida que a  $SNR$  aumenta (mais evidente nos métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE).

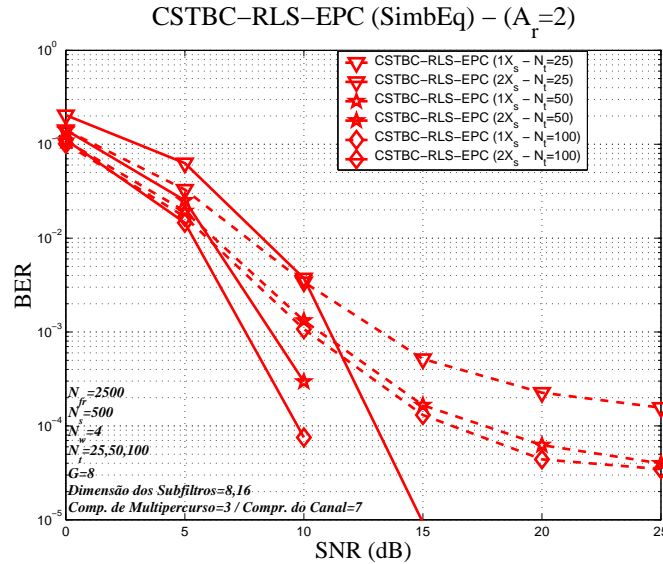


Figura 108: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ), do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25, 50$  e  $100$  e  $L_c = 7$ )

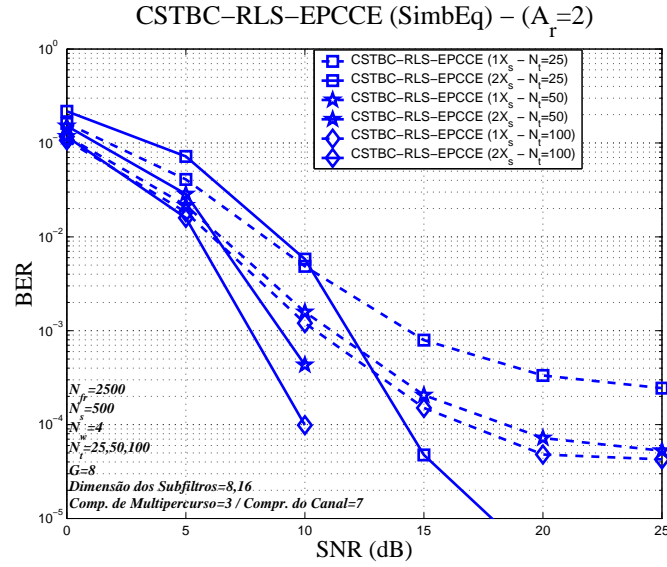


Figura 109: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ), do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25, 50$  e  $100$  e  $L_c = 7$ )

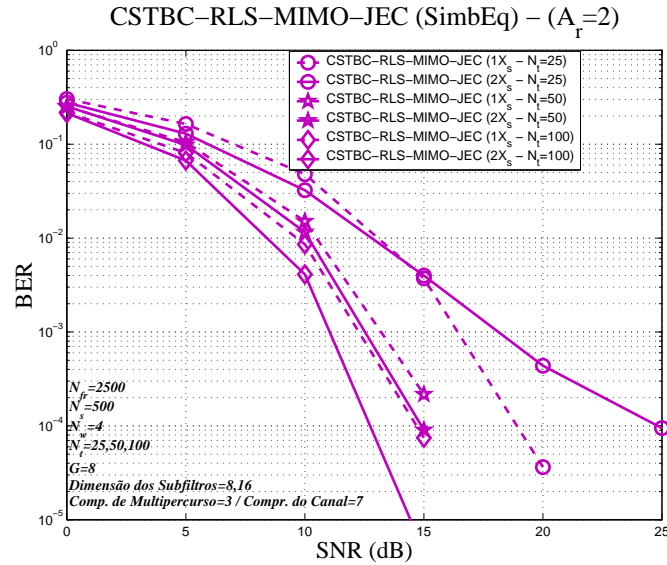


Figura 110: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ), do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25, 50$  e  $100$  e  $L_c = 7$ )

Nas figuras 111, 112 e 113, são apresentadas comparações de desempenho entre os métodos de CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC em função da  $SNR$ , para diferentes subfiltros ( $1X_s$  e  $2X_s$ ) e para 25, 50 e 100 símbolos de treinamento, respectivamente. Pode-se verificar que, para as condições analisadas, os métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE apresentam um ganho significativo de desempenho em relação ao método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC. Nota-se ainda que à medida que a  $SNR$  e a quantidade de símbolos de treinamento aumentam, a diferença de desempenho entre os métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE e o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC diminui.

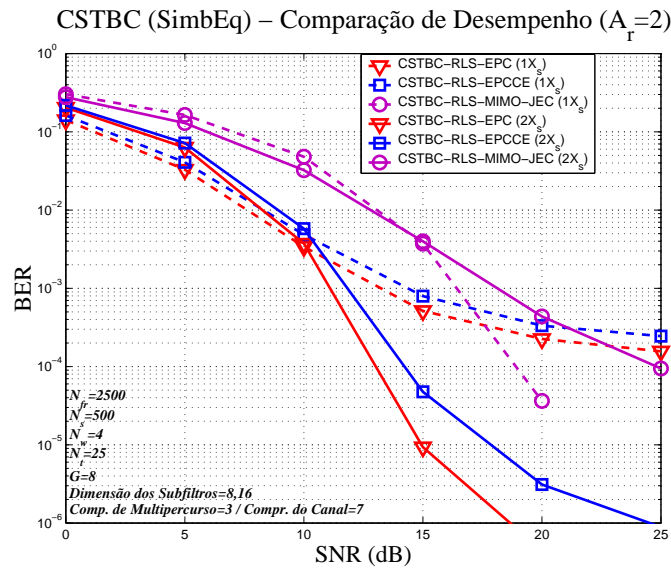


Figura 111: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 7$ )

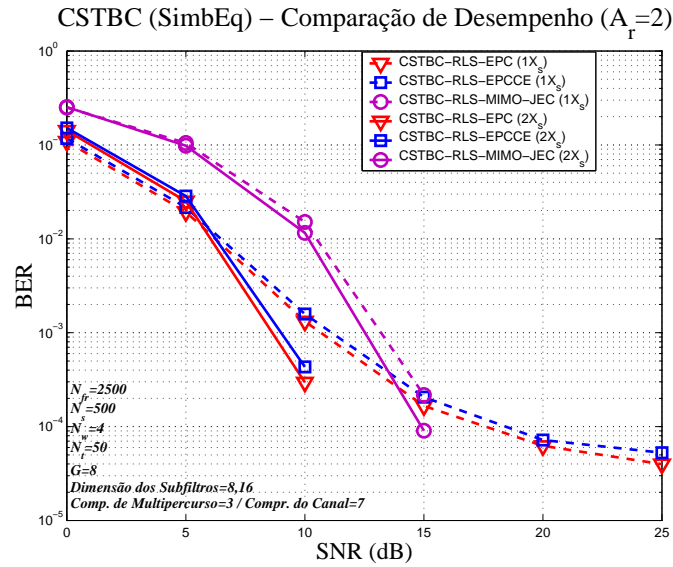


Figura 112: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 7$ )

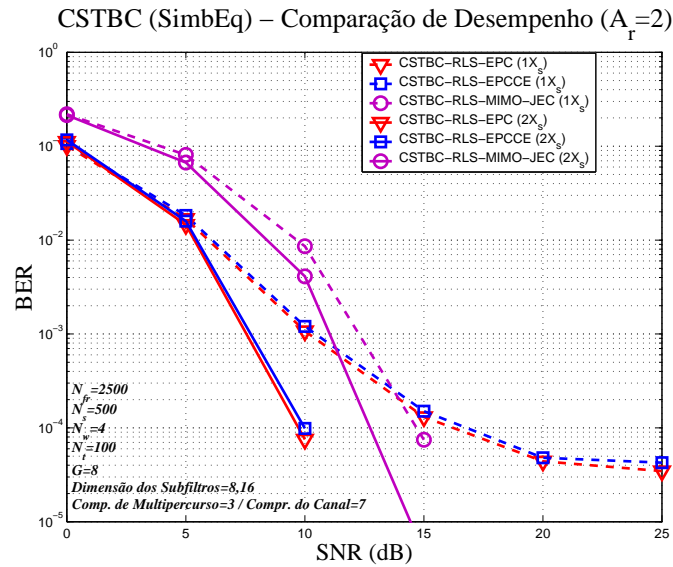


Figura 113: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 100$  e  $L_c = 7$ )

Nas figuras 114 e 115, são apresentadas as curvas de aprendizado do método de CSTBC-RLS-EPC para os casos de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma e duas antenas de recepção ( $A_r = 1$  e  $A_r = 2$ ), respectivamente, para subfiltros utilizados no processo de equalização de diferentes dimensões ( $1X_s$  e  $2X_s$ ), considerando uma  $SNR$  de 10 dB.

Verifica-se que, para o método de CSTBC-RLS-EPC, aumentando a dimensão dos subfiltros empregados no processo de equalização, pode-se obter uma redução do MSE tanto para o caso de uma antena como de duas antenas de recepção, embora seja necessário um tempo maior de aprendizado (maior quantidade de símbolos de treinamento). Nota-se ainda que, as taxas de convergência apresentadas pelas curvas de aprendizado para os casos de subfiltros com dimensão  $1X_s$  e  $2X_s$  não se alteram com o aumento do número de antenas de recepção utilizado.

Nas figuras 116 e 117, são apresentadas as curvas de aprendizado do método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC para os casos de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma e duas antenas de recepção ( $A_r = 1$  e  $A_r = 2$ ), respectivamente, considerando diferentes dimensões dos subfiltros ( $1X_s$  e  $2X_s$ ) utilizados no processo de equalização para uma  $SNR$  de 10 dB.

Para o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC empregando uma antena de recepção, o aumento da dimensão dos subfiltros empregados no processo de equalização, oferece uma redução significativa do MSE, enquanto que, para o caso de duas antenas de recepção, a redução do MSE obtida não é tão expressiva.

Pode-se verificar ainda que o método de CSTBC-RLS-EPC apresenta um MSE residual muito menor que aquele apresentado pelo método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC para as condições analisadas.

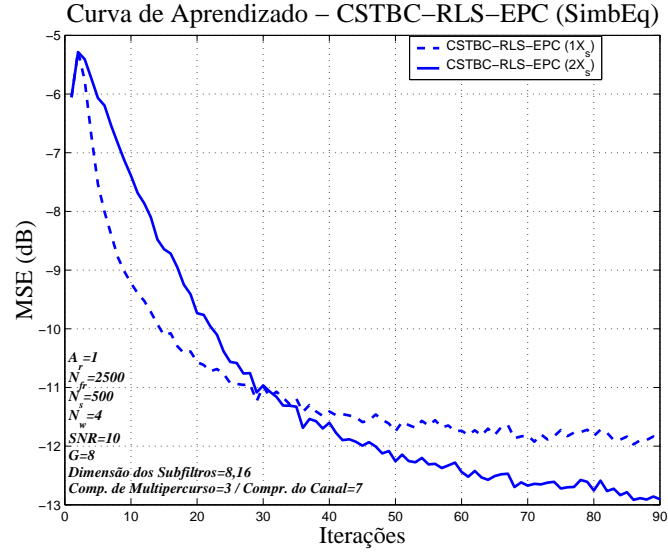


Figura 114: Curva de aprendizado de um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPC (SimbEq) em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_e = 8, 16$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 7$ )

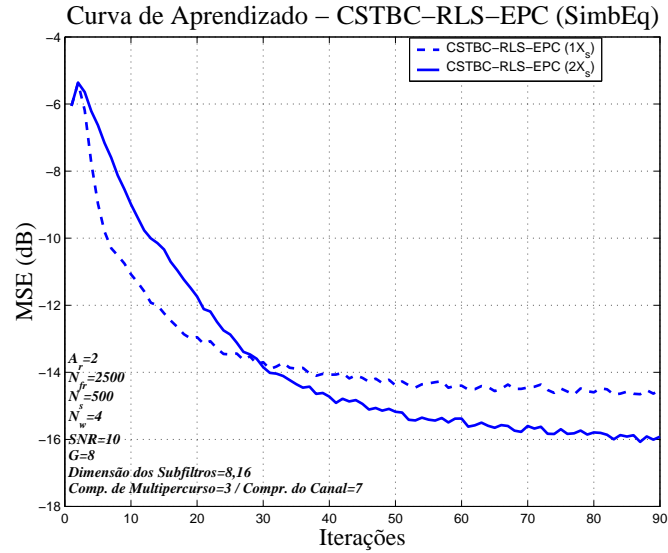


Figura 115: Curva de aprendizado de um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPC (SimbEq) em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_e = 8, 16$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 7$ )



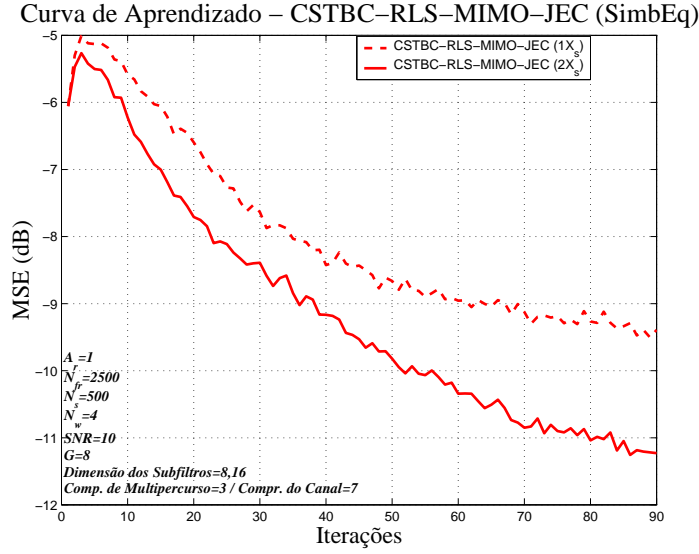


Figura 116: Curva de aprendizado de um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq) em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercuso ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_e = 8, 16$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 7$ )

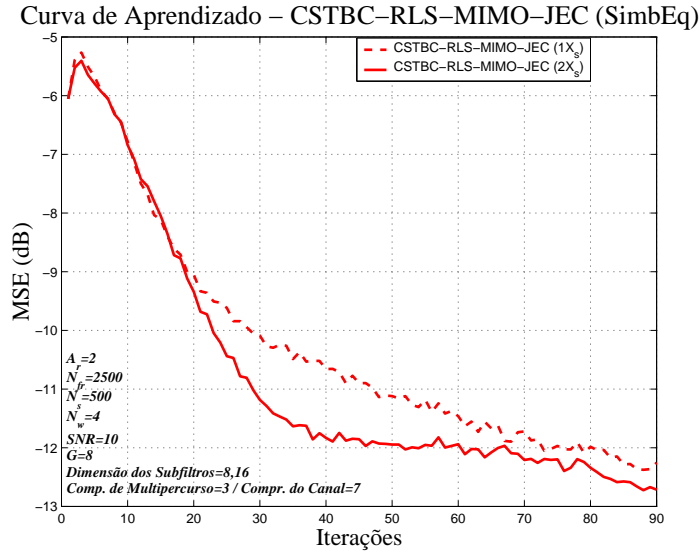


Figura 117: Curva de aprendizado de um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq) em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercuso ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_e = 8, 16$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 7$ )

### 8.4.3 CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC usando Códigos Curtos para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência

Nesta subseção, são apresentados os resultados de simulação para o *downlink* de um sistema W-CDMA síncrono empregando o método semicego de CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC (método de CSTBC-MIMO-JEC usando o algoritmo SBCMACI na determinação dos subfiltros do processo de equalização espaço-temporal) para canais com desvanecimento seletivo em frequência.

Considera-se que o sistema analisado utiliza 4 DPCH ( $N_w = 4$ ) por célula, cada um associado a um usuário específico. Os *streams* de dados transmitidos em cada DPCH são compostos por 500 símbolos ( $N_s = 500$ ), divididos em dois *substreams* de 250 símbolos ( $N_{sb} = 250$ ). Os resultados apresentados são obtidos avaliando 2500 quadros ( $N_{fr} = 2500$ ). Os símbolos de treinamento estão presentes nos dois blocos que compõem o *stream* de dados.

O processo de espalhamento espectral ortogonal para a canalização é feito através da utilização de códigos de Walsh ( $G = 8$ ) e o processo de embaralhamento é obtido através do uso de códigos curtos de Gold ( $G=7$ ). Um chip é adicionado ao final do código de embaralhamento para permitir um ajuste perfeito entre a duração dos códigos de canalização e de embaralhamento ( $G = 8$ ). As simulações são desenvolvidas para taxas de dados por canal de 480 kbps.

O processo de equalização e decodificação espaço-temporal utiliza o método SBCMACI implementado a nível de símbolo (SimbEq), como descrito no capítulo 4. Os parâmetros utilizados pelo método são  $\mu = 1$ ,  $L = 2$ ,  $\alpha = 0.04$  e  $\varepsilon_w = 10^{-5}$  e os subfiltros empregados têm dimensões  $1X_s (1 \cdot G)$ .

Assume-se durante as simulações, que o canal de propagação é fixo durante um quadro e pode ser representado por um filtro de FIR de dimensão 7 ( $L_c = 7$ ). A cada quadro transmitido, é gerado um novo canal de propagação, composto por 3 componentes de multipercurso independentes, cujas envoltórias e fases apresentam distribuições de Rayleigh e uniforme, respectivamente. Cada componente de multipercurso é alocado aleatoriamente num dos coeficientes do filtro de FIR que representa o canal.

Nas figuras 118 e 119 são apresentadas comparações de desempenho entre os métodos de CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ) variando a quantidade de símbolos de treinamento por antena de transmissão para uma  $SNR$  de 10 dB e de 15 dB, respectivamente. Analisando os resultados obtidos, verifica-se que o método de CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC apresenta um ganho de desempenho em relação ao método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC quando o número de símbolos de treinamento é pequeno ( $N_t \leq 45$  para  $SNR = 10$  dB e  $N_t \leq 60$  para  $SNR = 15$  dB).

Nas figuras 120 e 121 são apresentadas comparações de desempenho entre os métodos de CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ) variando a quantidade de símbolos de treinamento por antena de transmissão para uma  $SNR$  de 10 dB e de 15 dB, respectivamente. Analisando os resultados obtidos, verifica-se que o método de CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC apresenta um ganho significativo de desempenho em relação ao método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC para toda a faixa de símbolos de treinamento analisada. Assim, pode-se verificar que o método de CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC requer o emprego de uma estrutura de múltiplas antenas de recepção ( $A_r \geq 2$ ) para proporcionar figuras de desempenho significativas.

Nas figuras 122 e 123 são apresentadas comparações de desempenho entre os métodos de CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ) em função da  $SNR$  para 10 e 50 símbolos de treinamento por antena de transmissão, respectivamente. Verifica-se que o método de CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC apresenta um ganho expressivo de desempenho em relação ao método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC para quantidades reduzidas de símbolos de treinamento.

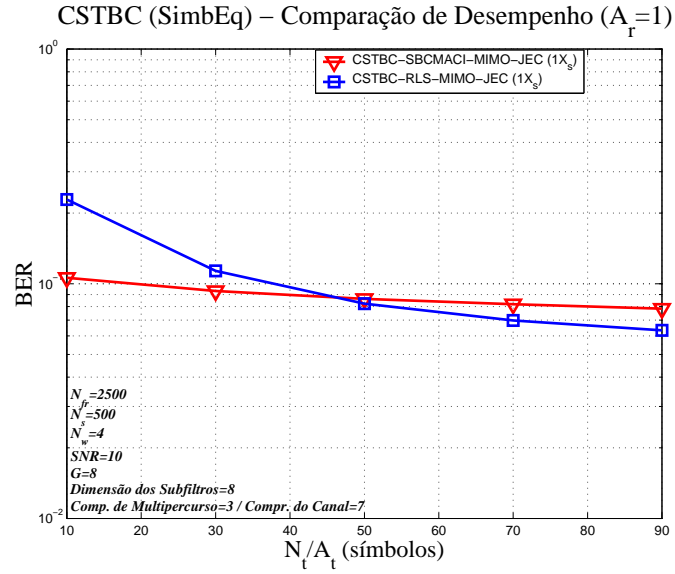


Figura 118: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 7$ )

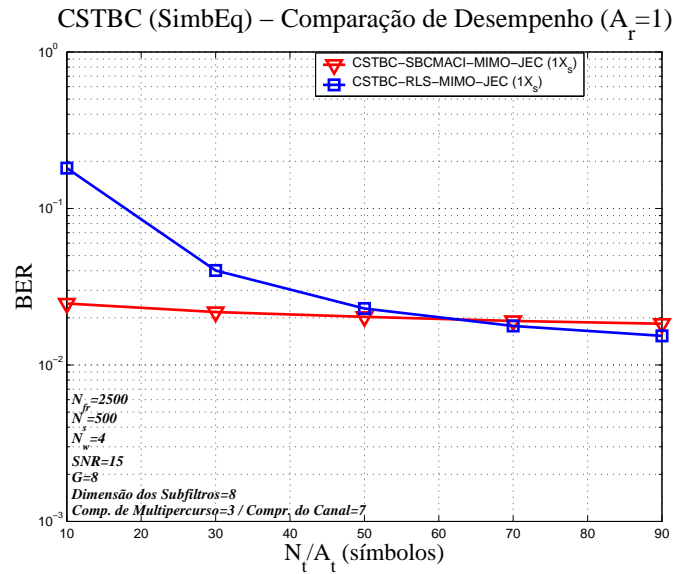


Figura 119: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $SNR = 15$  e  $L_c = 7$ )

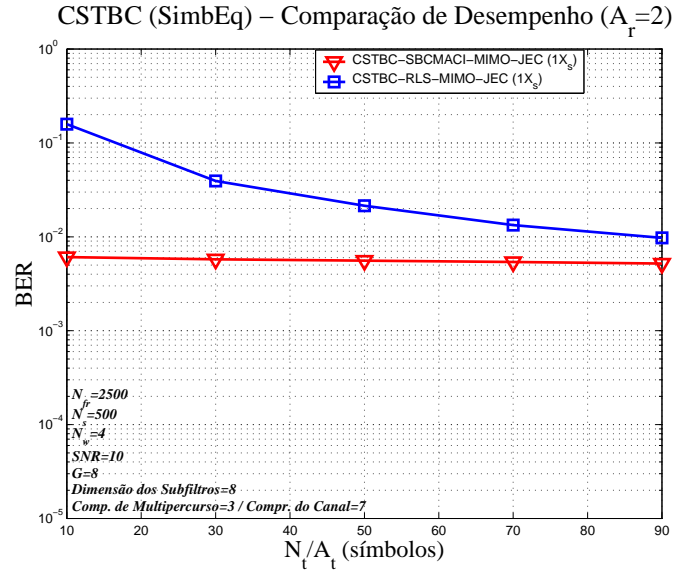


Figura 120: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando os métodos CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 7$ )

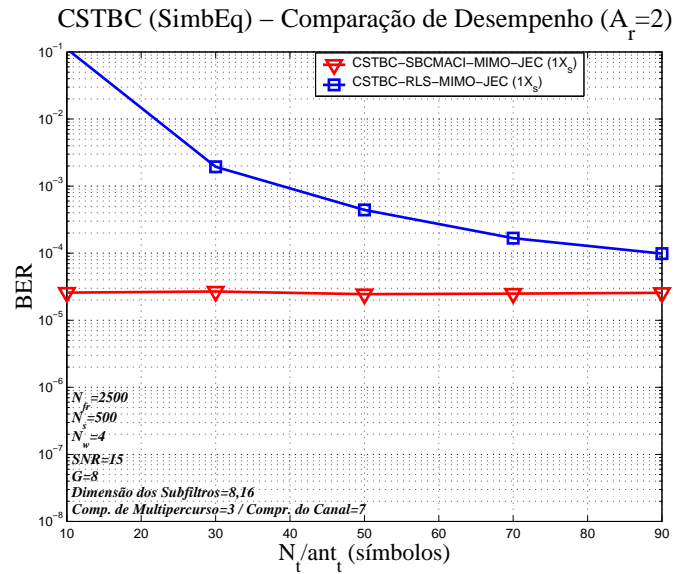


Figura 121: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando os métodos CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $SNR = 15$  e  $L_c = 7$ )

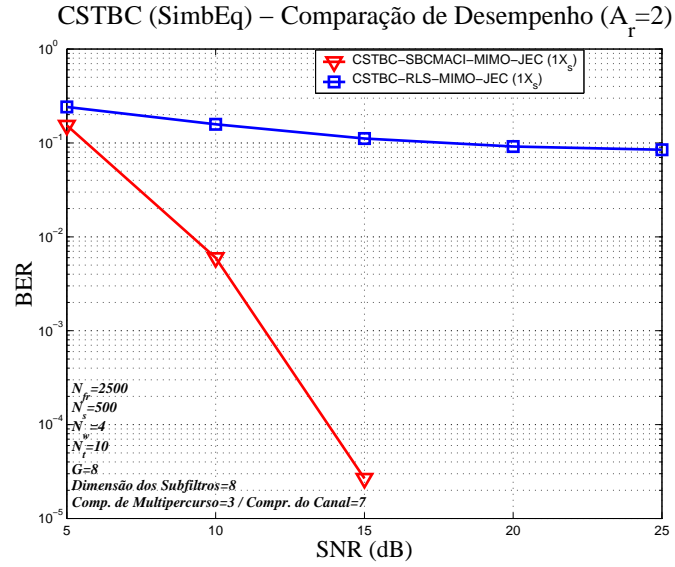


Figura 122: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando os métodos CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 10$  e  $L_c = 7$ )

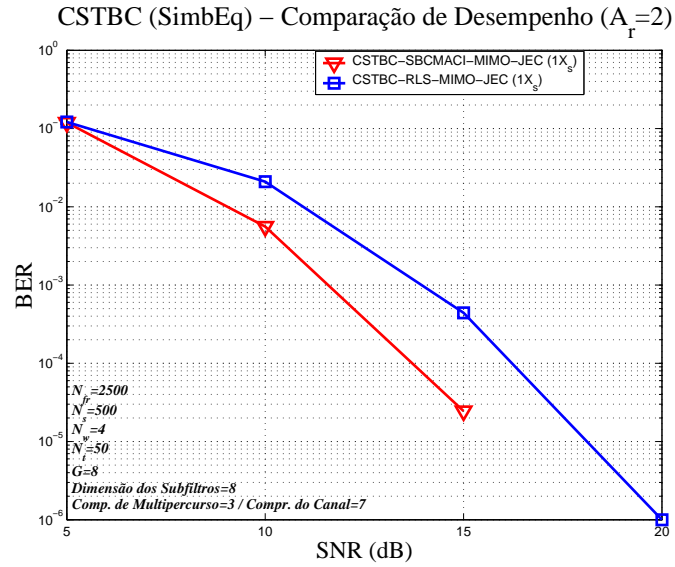


Figura 123: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando os métodos CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (SimbEq), em função da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 7$ )

#### 8.4.4 CSTBC-RLS-EPCICE usando Códigos Curtos para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência

Nesta subseção, são apresentados alguns resultados de simulação para o *downlink* de um sistema W-CDMA síncrono empregando o método de CSTBC-RLS-EPCICE (métodos de STBC-RLS-EPCICE empregando a abordagem a nível de chip) para canais com desvanecimento seletivo em frequência.

Considera-se que o sistema analisado utiliza 4 DPCH ( $N_w = 4$ ) por célula, cada um associado a um usuário específico. Os *streams* de dados transmitidos em cada DPCH são compostos por 500 símbolos ( $N_s = 500$ ), divididos em dois *substreams* de 250 símbolos ( $N_{sb} = 250$ ). Os resultados apresentados são obtidos avaliando 4000 quadros ( $N_{fr} = 4000$ ). Os símbolos de treinamento estão presentes nos dois blocos que compõem o *stream* e são adicionados símbolos de guarda para evitar a IBI.

O processo de espalhamento espectral ortogonal para a canalização é feito através do uso de códigos de Walsh ( $G = 8$ ) e o processo de embaralhamento é obtido através do uso de códigos curtos de Gold ( $G=7$ ). Um chip é adicionado ao final do código de embaralhamento para permitir um ajuste perfeito entre a duração dos códigos de canalização e de embaralhamento ( $G = 8$ ). As simulações são desenvolvidas para uma taxa de dados por canal de 480 kbps.

O processo de equalização (RLS) é feito a nível de símbolo (SimbEq) e emprega subfiltros com dimensões  $2X_s$  ( $2 \cdot G$ ) ou  $4X_s$  ( $4 \cdot G$ ). O processo de estimativa dos canais (RLS) é feito a nível de chip e considera que a dimensão dos filtros empregados é igual à máxima dimensão dos canais de propagação. O fator de esquecimento do algoritmo RLS (empregado nos processos de estimativa dos canais e de equalização) é igual a 1 ( $\lambda_{rls} = 1$ ). Assume-se durante as simulações, que o canal de propagação é fixo durante um quadro e pode ser representado por um filtro de FIR de dimensão 7 ( $L_c = 7$ ).

Nas figuras 124 e 125, são apresentados os desempenhos do método de CSTBC-RLS-EPCICE para os casos de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma e duas antenas de recepção ( $A_r = 1$  e  $A_r = 2$ ), respectivamente, em função

da  $SNR$  e do número de iterações empregado no processo de estimativa dos canais. Assume-se que o processo de equalização emprega subfiltros de dimensão  $2X_s$  e que são usados 25 símbolos de treinamento por antena de transmissão. O método de CSTBC-RLS-EPC é usado como referência de desempenho.

O método de CSTBC-RLS-EPCICE sem nenhuma iteração ( $N_{iter} = 0$ ) é equivalente ao método de CSTBC-RLS-EPCCE. Deste modo, pode-se verificar que, com apenas uma iteração, o método de CSTBC-RLS-EPCICE apresenta aproximadamente as mesmas figuras de desempenho que o método de CSTBC-RLS-EPC para os dois casos analisados ( $A_r = 1$  e  $A_r = 2$ ), oferecendo ganhos significativos de desempenho em relação ao método de CSTBC-RLS-EPCCE à medida que a  $SNR$  aumenta e mostrando as vantagens do novo método de estimativa de canal iterativo e do cancelamento de interferência inter-antena. Para o caso de uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ), pode-se obter um ganho de aproximadamente 2.5 dB para uma  $BER$  de  $1 \cdot 10^{-4}$  e para o caso de duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ), pode-se obter aproximadamente 2.5 dB para uma  $BER$  de  $1 \cdot 10^{-5}$ .

Nas figuras 126 e 127, são apresentadas as BER obtidas pelo uso do método de CSTBC-RLS-EPCICE para os casos de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma e duas antenas de recepção ( $A_r = 1$  e  $A_r = 2$ ), respectivamente, em função da  $SNR$  e do número de iterações do processo de estimativa dos canais. Assume-se que o processo de equalização emprega subfiltros de dimensão  $4X_s$  e que são usados 50 símbolos de treinamento por antena de transmissão. O método de CSTBC-RLS-EPC é usado como referência de desempenho.

Analisando os resultados obtidos, pode-se verificar que, com apenas uma iteração, o método de CSTBC-RLS-EPCICE apresenta as mesmas figuras de desempenho que o método de CSTBC-RLS-EPC para os dois casos analisados ( $A_r = 1$  e  $A_r = 2$ ). Para o caso de uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ), pode-se obter um ganho de aproximadamente 0.7 dB para uma  $BER$  de  $1 \cdot 10^{-4}$  e para o caso de duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ), pode-se obter aproximadamente 1 dB para uma  $BER$  de  $1 \cdot 10^{-5}$ .



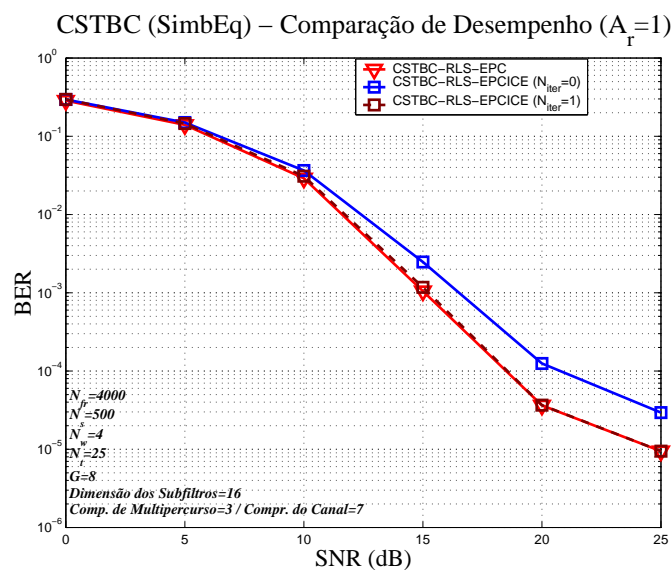


Figura 124: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCICE (SimbEq), em função do número de iterações e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_e = 16$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 7$ )

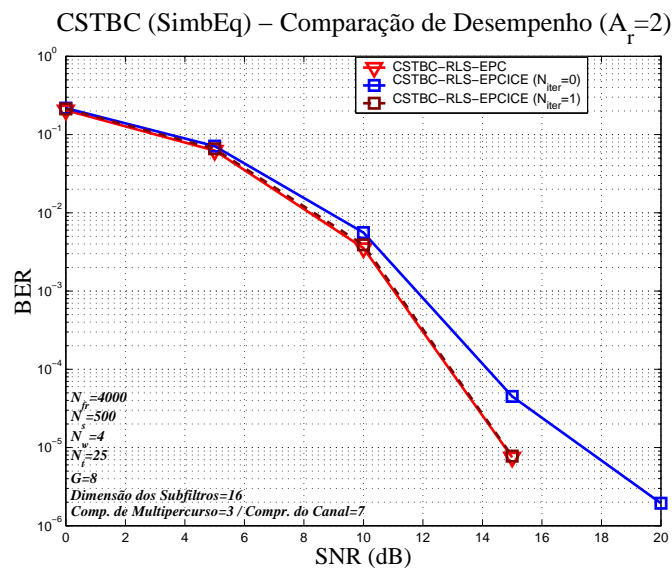


Figura 125: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCICE (SimbEq), em função do número de iterações e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_e = 16$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 7$ )

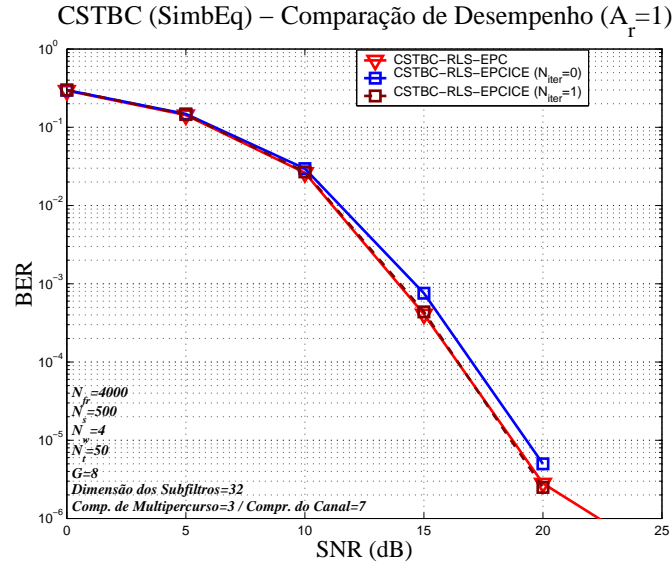


Figura 126: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCICE (SimbEq), em função do número de iterações e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_e = 32$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 7$ )

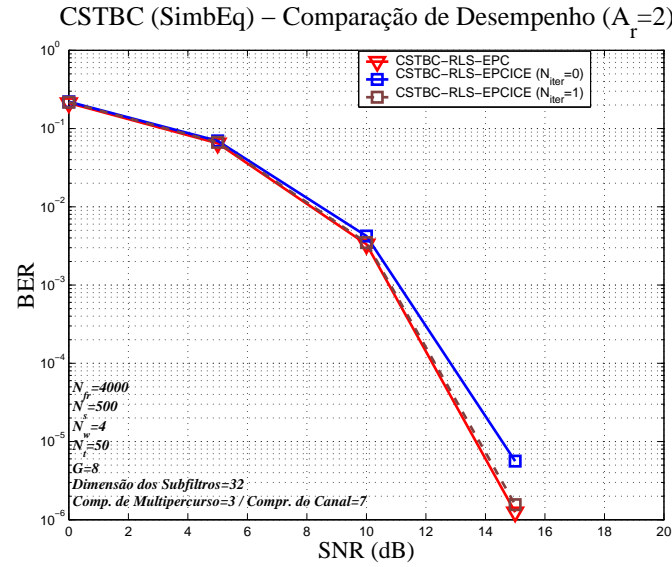


Figura 127: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCICE (SimbEq), em função do número de iterações e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_e = 32$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 7$ )

#### 8.4.5 CSTBC-DFE-RLS-EPCICE usando Códigos Curtos para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência

Nesta subseção, são apresentados alguns resultados de simulação para o *downlink* de um sistema W-CDMA síncrono empregando o método de CSTBC-DFE-RLS-EPCICE (métodos de STBC-DFE-RLS-EPCICE empregando a abordagem a nível de chip) para canais com desvanecimento seletivo em frequência. A modificação proposta, em relação à subseção anterior, consiste basicamente na aplicação do método não-linear de DFE-RLS ao processo de equalização associado à CSTBC, com o intuito de obter uma melhora adicional no desempenho do sistema em canais de propagação com desvanecimentos severos [Pro95].

Considera-se que o sistema analisado utiliza 4 DPCH ( $N_w = 4$ ) por célula, cada um associado a um usuário específico. Os *streams* de dados transmitidos em cada DPCH são compostos por 500 símbolos ( $N_s = 500$ ), divididos em dois *substreams* de 250 símbolos ( $N_{sb} = 250$ ). Os resultados apresentados são obtidos avaliando 2500 quadros ( $N_{fr} = 2500$ ). Os símbolos de treinamento estão presentes nos dois blocos que compõem o *stream* e são adicionados símbolos de guarda para evitar a IBI.

O processo de espalhamento espectral ortogonal para a canalização é feito através da utilização de códigos de Walsh ( $G = 8$ ) e o processo de embaralhamento é obtido através do uso de códigos curtos de Gold ( $G=7$ ). Um chip é adicionado ao final do código de embaralhamento para permitir um ajuste perfeito entre a duração dos códigos de canalização e de embaralhamento ( $G = 8$ ). As simulações são desenvolvidas para taxas de transmissão de dados por canal de 480 kbps.

O processo de equalização (DFE-RLS) é feito a nível de símbolo (SimbEq) e emprega subfiltros de alimentação direta com dimensões  $2X_s$  ( $2 \cdot G$ ) ou  $4X_s$  ( $4 \cdot G$ ) e subfiltros de realimentação com dimensão unitária. O processo de estimativa dos canais de propagação (RLS) é feito a nível de chip e considera que a dimensão dos filtros empregados é igual à dimensão máxima dos

canais de propagação. O fator de esquecimento dos algoritmos RLS (empregado na estimativa dos canais de propagação) e DFE-RLS (empregado no processo de equalização) é igual a 1 ( $\lambda_{rls} = 1$  e  $\lambda_{dfe-rls} = 1$ ). Assume-se durante as simulações, que o canal de propagação é fixo durante um quadro e pode ser representado por um filtro de FIR com dimensão 7 ( $L_c = 7$ ).

Nas figuras 128 e 129, são apresentados os desempenhos do método de CSTBC-DFE-RLS-EPCICE para os casos de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma e duas antenas de recepção ( $A_r = 1$  e  $A_r = 2$ ), respectivamente, em função da  $SNR$  e do número de iterações empregado no processo de estimativa dos canais. Assume-se que o processo de equalização emprega subfiltros de dimensão  $2X_s$  e que são usados 25 símbolos de treinamento por antena de transmissão. O método de CSTBC-DFE-RLS-EPC é usado como referência de desempenho.

Pode-se facilmente verificar que o método de CSTBC-DFE-RLS-EPCICE sem nenhuma iteração ( $N_{iter} = 0$ ) é equivalente ao método de CSTBC-DFE-RLS-EPCCE. Assim, analisando os resultados obtidos, pode-se verificar que, com apenas uma iteração, o método de CSTBC-DFE-RLS-EPCICE apresenta as mesmas figuras de desempenho que o método de CSTBC-DFE-RLS-EPC para os dois casos analisados ( $A_r = 1$  e  $A_r = 2$ ), oferecendo um ganho significativo de desempenho em relação ao método de CSTBC-DFE-RLS-EPCCE à medida que a  $SNR$  aumenta.

Considerando primeiramente o caso de uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ), pode-se verificar que o método de CSTBC-DFE-RLS-EPCICE oferece um ganho de desempenho maior que 5 dB para uma  $BER$  de  $2 \cdot 10^{-4}$  em relação ao método de CSTBC-DFE-RLS-EPCCE, enquanto que, para o caso de duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ), pode-se obter um ganho de desempenho maior que 7 dB para uma  $BER$  de  $1 \cdot 10^{-5}$ .

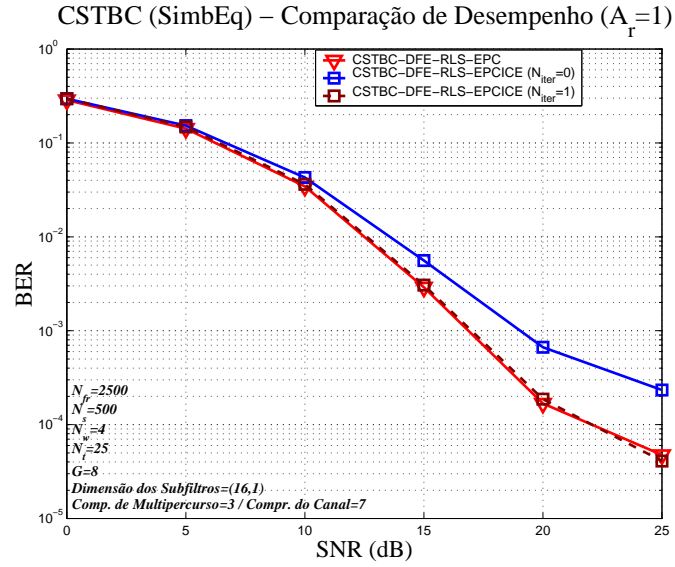


Figura 128: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-DFE-RLS-EPCICE (SimbEq), em função do número de iterações e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{ff} = 16$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 7$ )

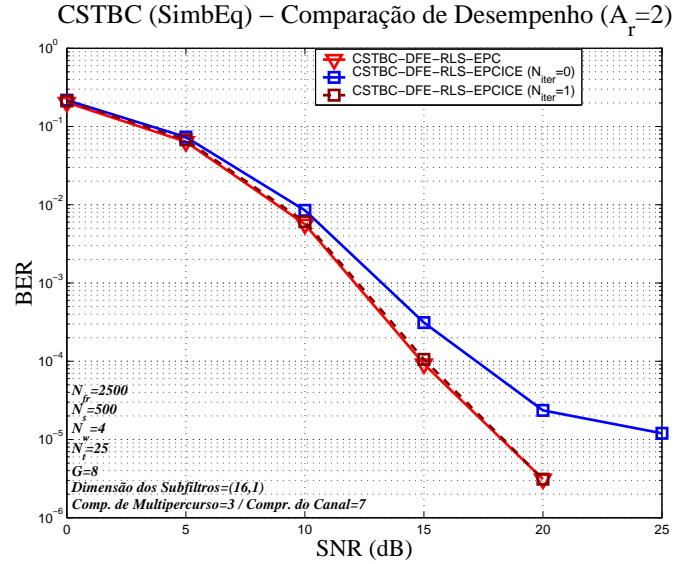


Figura 129: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-DFE-RLS-EPCICE (SimbEq), em função do número de iterações e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{ff} = 16$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 7$ )

#### 8.4.6 CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC usando Códigos Longos para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência

Nesta subseção, são apresentados alguns resultados de simulação para o *downlink* de um sistema W-CDMA síncrono empregando códigos de embaralhamento longos e os métodos de CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (métodos de STBC-RLS-EPC, STBC-RLS-EPCCE e STBC-RLS-MIMO-JEC empregando a abordagem a nível de chip) para canais com desvanecimento seletivo em frequência.

Considera-se que o sistema analisado utiliza 4 DPCH ( $N_w = 4$ ) por célula, cada um associado a um usuário específico. Os *streams* de dados transmitidos em cada DPCH são compostos por 500 símbolos ( $N_s = 500$ ), divididos em dois *substreams* de 250 símbolos ( $N_{sb} = 250$ ). Os resultados de simulação apresentados são obtidos avaliando 2500 quadros ( $N_{fr} = 2500$ ) por parâmetro avaliado. Os símbolos de treinamento estão presentes nos dois blocos que compõem o *stream* e são adicionados alguns símbolos de guarda para evitar a IBI.

O processo de espalhamento espectral ortogonal para a canalização é obtido através da utilização de códigos curtos de Walsh ( $G = 8$ ), enquanto que o processo de embaralhamento é obtido através da utilização de códigos longos aleatórios com duração igual à duração de um quadro (500 símbolos). As simulações são desenvolvidas para uma taxa de dados por canal igual a 480 ksps.

O processo de equalização (RLS) é feito a nível de chip (ChipEq) e emprega subfiltros com dimensões  $1X_l (1 \cdot L_c)$ ,  $2X_l (2 \cdot L_c + 1)$  ou  $4X_l (4 \cdot L_c + 1)$ . O processo de estimativa dos canais de propagação (RLS) também é feito a nível de chip e considera que a dimensão dos filtros empregados é igual à máxima dimensão dos canais de propagação. O fator de esquecimento do algoritmo RLS (empregado nos processos de estimativa dos canais e de equalização) é igual a 1 ( $\lambda_{rls} = 1$ ).

Como o processo adaptativo é elaborado a nível de chip, o efeito da quantidade de símbolos de treinamento é aplicada, na verdade, através de um fator multiplicativo de  $G$  (por exemplo,  $N_t = 50$  representa  $50 \cdot G$  chips de treinamento).

Assume-se durante as simulações, que o canal de propagação é fixo durante um quadro (abordagem quase estática) e pode ser representado por um filtro de FIR de dimensão 17 ( $L_c = 17$ ). A cada quadro transmitido, é gerado um novo canal de propagação, composto por 3 componentes de multipercurso independentes, cujas envoltórias e fases apresentam distribuições de Rayleigh e uniforme, respectivamente. Cada componente de multipercurso é alocado aleatoriamente num dos coeficientes do filtro de FIR que representa o canal.

Nas figuras 130, 131, 132 e 133, são apresentados os desempenhos dos métodos de CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ) variando a quantidade de símbolos de treinamento por antena de transmissão e a dimensão dos subfiltros utilizados no processo de equalização, para uma  $SNR$  de 10 dB. Com o intuito de obter um compromisso entre *throughput* e convergência, a quantidade máxima de símbolos de treinamento por antena de transmissão é limitada a 50 símbolos (20% do total de símbolos transmitidos por quadro de dados).

Nas figuras 130 e 131, são apresentados os desempenhos dos métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE, respectivamente, em função do número de símbolos de treinamento por antena de transmissão ( $N_t$ ) e das dimensões dos subfiltros utilizados no processo de equalização ( $1X_l$ ,  $2X_l$  e  $4X_l$ ). Considerando que haja uma quantidade suficiente de símbolos de treinamento ( $N_t > 30$ ), pode-se verificar que aumentando a dimensão dos subfiltros de  $1X_l$  para  $2X_l$ , obtém-se um ganho significativo de desempenho, à medida que a quantidade de símbolos de treinamento aumenta. Entretanto, para a faixa de símbolos de treinamento analisada, aumentando a dimensão dos subfiltros para  $4X_l$ , há uma redução do desempenho em relação a aquele obtido empregando

subfiltros de dimensão  $2X_l$ . Embora o desempenho dos métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE empregando subfiltros de dimensão  $4X_l$  tendem assintoticamente a superar a aquele obtido pelo emprego de subfiltros de dimensão  $2X_l$ .

Na figura 132, é apresentado o desempenho do método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC, em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e da dimensão dos subfiltros utilizados no processo de equalização ( $1X_l$  e  $2X_l$ ). Considerando que haja uma quantidade suficiente de símbolos de treinamento ( $N_t > 30$ ), pode-se verificar que o aumento da dimensão dos subfiltros para  $2X_l$  pode oferecer uma melhora no desempenho em relação a aquele oferecido pelo emprego de subfiltros de dimensão  $1X_l$ .

Na figura 133, é apresentada uma comparação de desempenho entre os três métodos de CSTBC analisados, em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e da dimensão dos subfiltros utilizados no processo de equalização. Pode-se verificar que, para a  $SNR$  e quantidade de símbolos de treinamento analisados, o método de CSTBC-RLS-EPC apresenta um ganho significativo de desempenho em relação aos demais métodos. Nota-se ainda que os desempenhos dos métodos de CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC empregando subfiltros de dimensão  $2X_l$  são aproximadamente iguais.



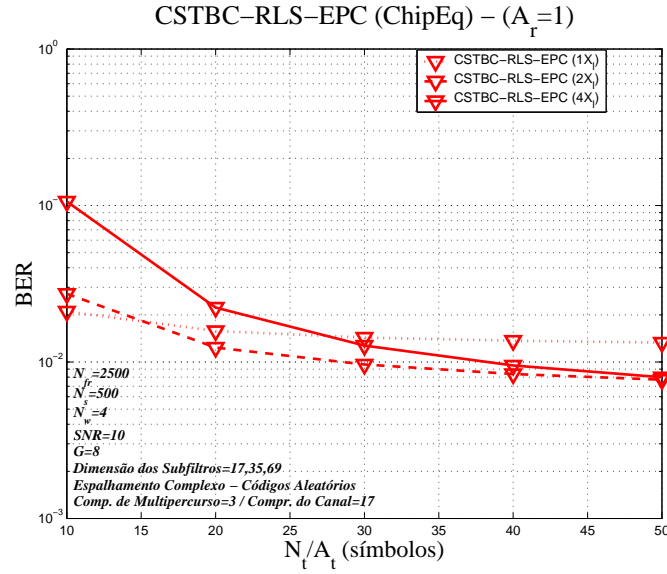


Figura 130: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 17$ )

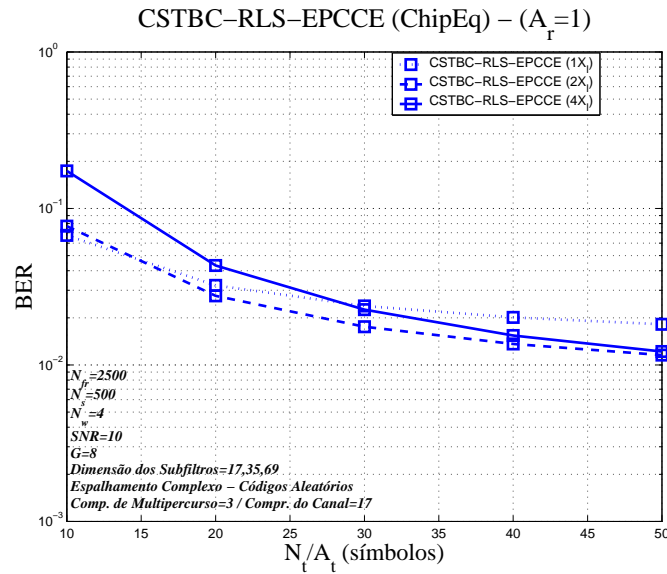


Figura 131: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 17$ )

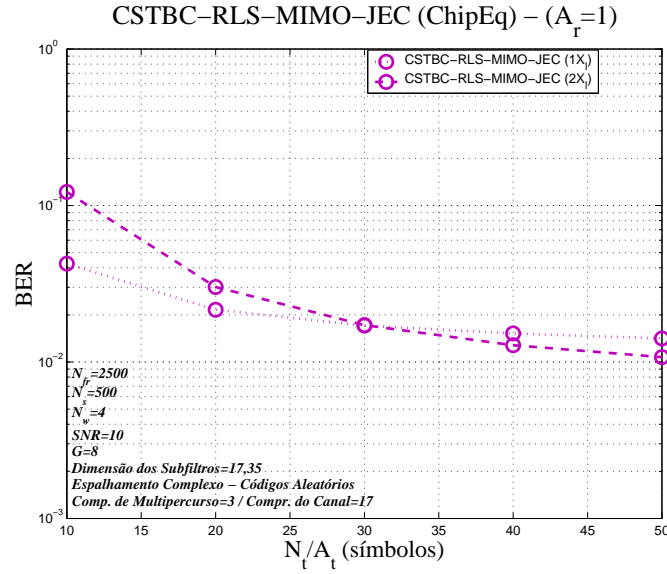


Figura 132: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 17$ )

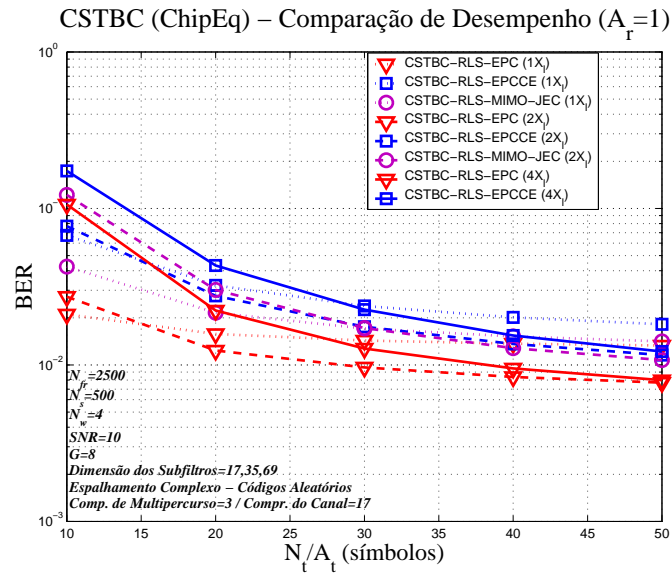


Figura 133: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 17$ )

Nas figuras 134, 135, 136 e 137, são apresentados os desempenhos dos métodos de CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ) variando a quantidade de símbolos de treinamento por antena de transmissão e a dimensão dos subfiltros utilizados no processo de equalização, para uma  $SNR$  de 10 dB. A quantidade máxima de símbolos de treinamento por antena de transmissão também é limitada a 50 símbolos.

Nas figuras 134 e 135 são apresentados os desempenhos dos métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE, respectivamente, em função do número de símbolos de treinamento e da dimensão dos subfiltros ( $1X_l$ ,  $2X_l$  e  $4X_l$ ). Pode-se verificar que aumentando a dimensão dos subfiltros de  $1X_l$  para  $2X_l$ , obtém-se um ganho significativo de desempenho, à medida que a quantidade de símbolos de treinamento aumenta. Enquanto que o ganho de desempenho oferecido pelo aumento da dimensão dos subfiltros de  $2X_l$  para  $4X_l$  só se faz presente se  $N_t$  for maior que 30 símbolos, para o método de CSTBC-RLS-EPC, e maior que 35, para o método de CSTBC-RLS-EPCCE.

Na figura 136, é apresentado o desempenho do método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC, em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e da dimensão dos subfiltros utilizados no processo de equalização ( $1X_l$  e  $2X_l$ ). Pode-se verificar que o aumento da dimensão dos subfiltros para  $2X_l$  ocasiona uma redução no desempenho, em relação a aquele oferecido pelo emprego de subfiltros de dimensão  $1X_l$ , para toda a faixa de símbolos de treinamento analisada.

Na figura 137 é apresentada uma comparação de desempenho entre os três métodos de CSTBC analisados, em função do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) e da dimensão dos subfiltros utilizados no processo de equalização. Pode-se verificar que, para a  $SNR$  e quantidade de símbolos de treinamento analisados, o método de CSTBC-RLS-EPC apresenta um ganho significativo de desempenho em relação aos demais métodos. Nota-se ainda que os desempenhos dos métodos de CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC empregando subfiltros de dimensão  $2X_l$  e  $1X_l$ , respectivamente, são aproximadamente iguais.

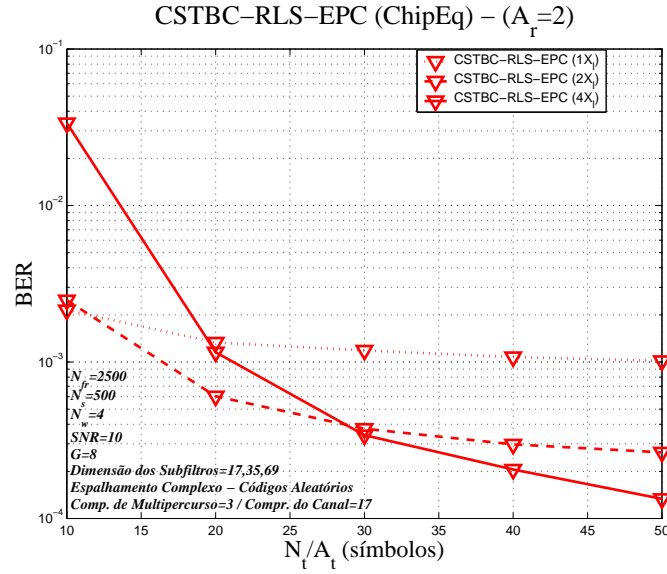


Figura 134: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 17$ )

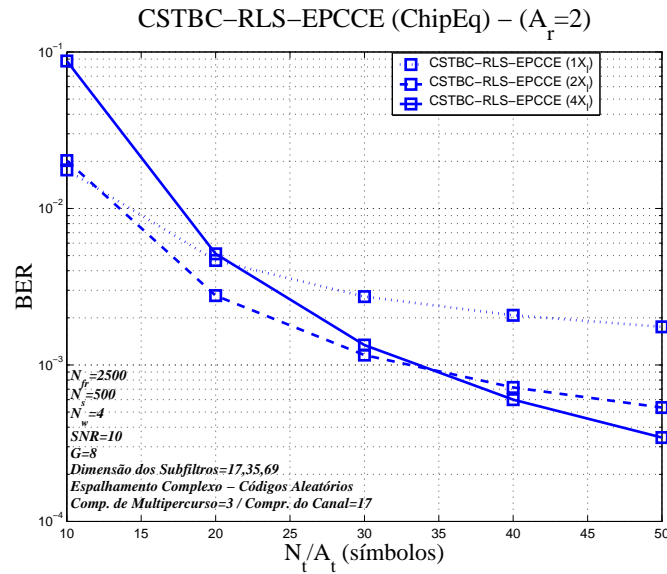


Figura 135: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 17$ )

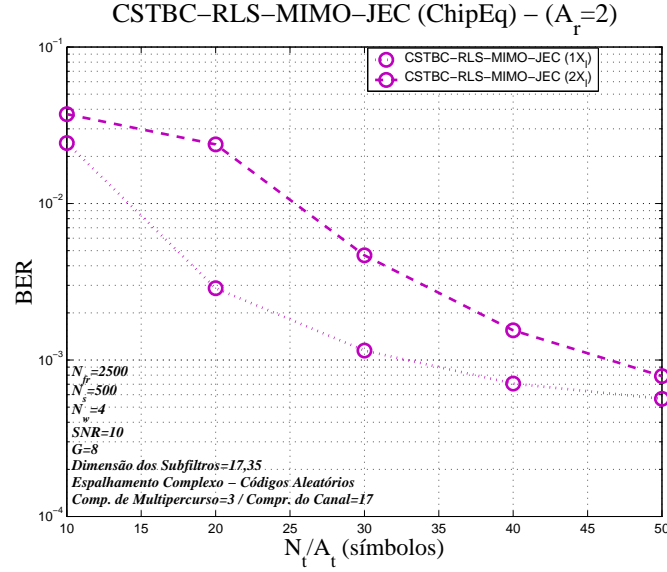


Figura 136: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 17$ )

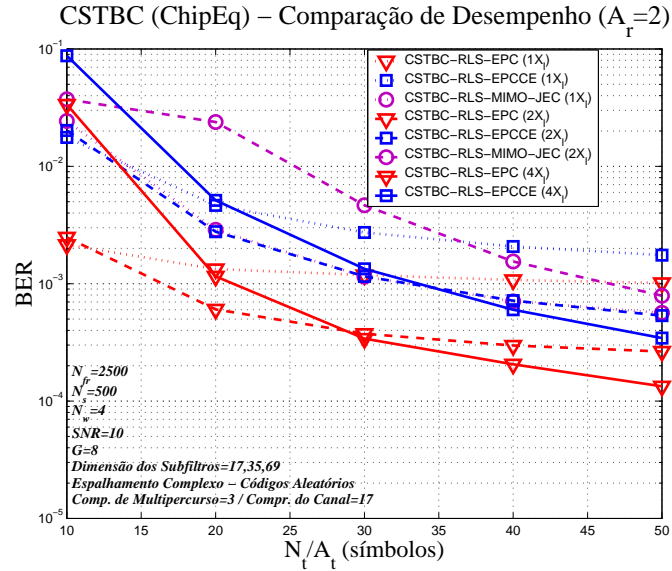


Figura 137: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e do número de símbolos de treinamento ( $N_t$ ) para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 17$ )

Nas figuras 138, 139 e 140, são apresentados os desempenhos dos métodos de CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ) em função da  $SNR$ , para diferentes subfiltros utilizados no processo de equalização. Com o intuito de obter figuras de desempenho que levem em consideração um compromisso entre *throughput* e treinamento, são analisadas as situações onde são empregados 25 símbolos de treinamento por antena de transmissão (10% do total de símbolos transmitidos por quadro).

Nas figuras 138 e 139, são apresentados os desempenhos dos métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE, respectivamente, em função da  $SNR$  e das dimensões dos subfiltros utilizados no processo de equalização ( $1X_l$ ,  $2X_l$  e  $4X_l$ ). Pode-se verificar que à medida que a  $SNR$  aumenta, o aumento da dimensão dos subfiltros resulta num aumento significativo do desempenho. Entretanto, o ganho de desempenho oferecido pelo aumento dos subfiltros de  $2X_l$  para  $4X_l$  só se faz presente se a  $SNR$  for maior que 12 dB, para o método de CSTBC-RLS-EPC, e maior que 15 dB, para o método de CSTBC-RLS-EPCCE.

Na figura 140, é apresentado o desempenho do método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC em função da  $SNR$  e dos subfiltros utilizados no processo de equalização ( $1X_l$  e  $2X_l$ ). Pode-se verificar que à medida que a  $SNR$  aumenta, o aumento da dimensão dos subfiltros também resulta num aumento significativo do desempenho. Entretanto, o ganho de desempenho oferecido pelo aumento dos subfiltros de  $1X_l$  para  $2X_l$  só se faz presente se a  $SNR$  for maior que 10 dB.

Na figura 141, é apresentada uma comparação de desempenho entre os três métodos analisados em função da  $SNR$ , para diferentes dimensões dos subfiltros empregados no processo de equalização. Pode-se verificar que, para as condições analisadas, o método de CSTBC-RLS-EPC apresenta um ganho significativo de desempenho em relação aos demais métodos. Nota-se ainda que os métodos analisados tendem a apresentar assintoticamente um patamar residual de erro à medida que a  $SNR$  aumenta.

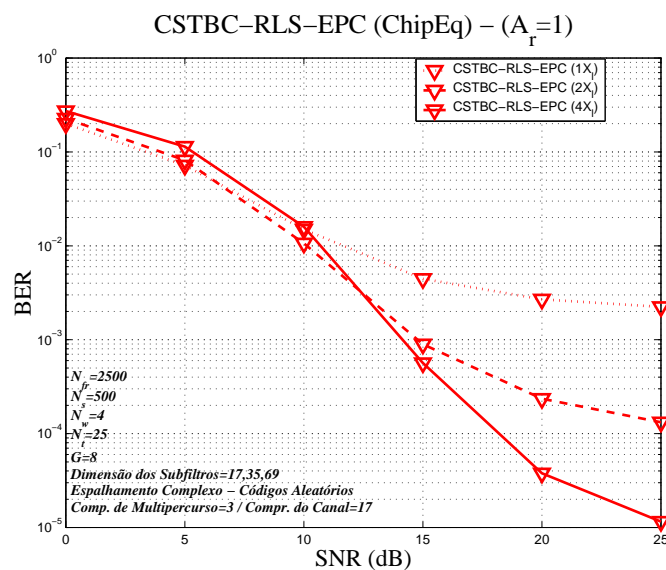


Figura 138: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )

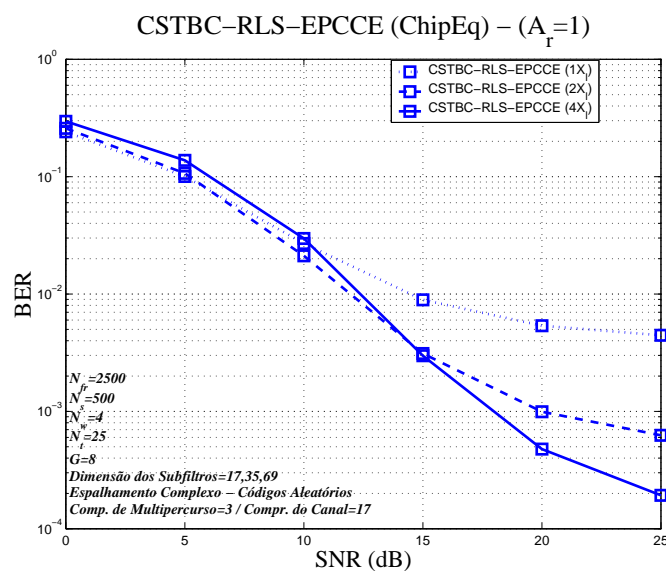


Figura 139: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )

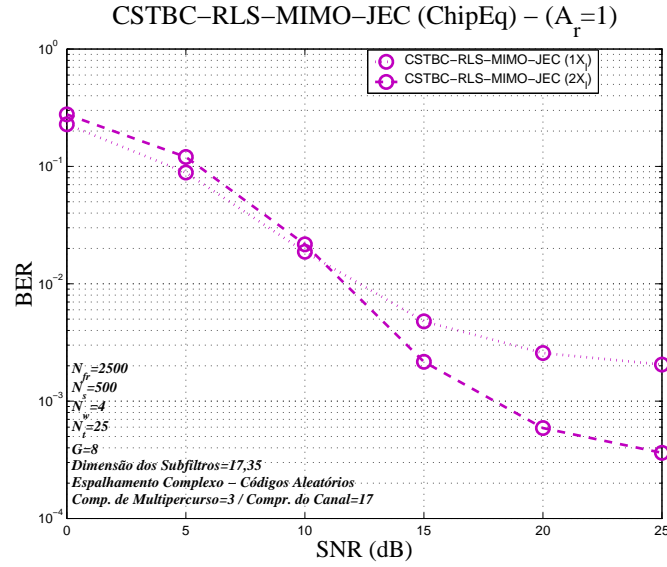


Figura 140: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )

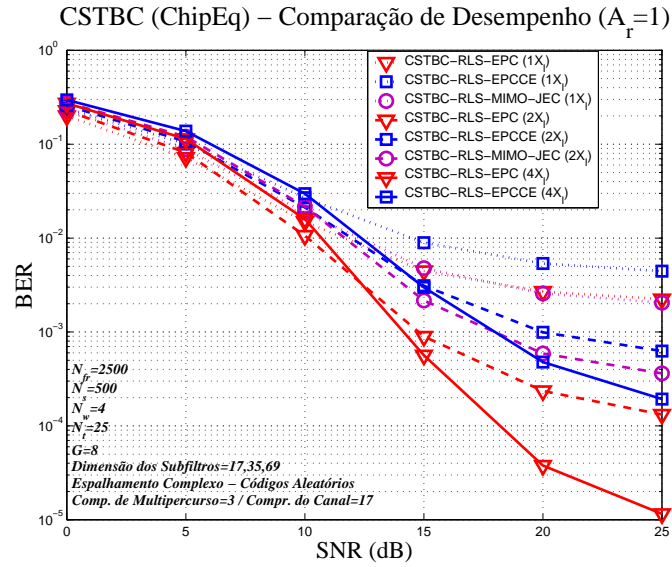


Figura 141: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )



Nas figuras 142, 143 e 144, são apresentados os desempenhos dos métodos de CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ) em função da  $SNR$ , para diferentes subfiltros utilizados no processo de equalização. São analisadas agora as situações onde são empregados 50 símbolos de treinamento por antena de transmissão (20% do total de símbolos transmitidos por quadro de dados).

Nas figuras 142 e 143, são apresentados os desempenhos dos métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE, respectivamente, em função da  $SNR$  e das dimensões dos subfiltros utilizados no processo de equalização ( $2X_l$  e  $4X_l$ ). Pode-se verificar que à medida que a  $SNR$  aumenta, o aumento da dimensão dos subfiltros resulta num aumento significativo do desempenho.

Na figura 144, é apresentado o desempenho do método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC em função da  $SNR$  e dos subfiltros utilizados no processo de equalização ( $1X_l$  e  $2X_l$ ). Pode-se verificar que à medida que a  $SNR$  aumenta, o aumento da dimensão dos subfiltros também resulta num aumento significativo do desempenho.

Na figura 145, é apresentada uma comparação de desempenho entre os três métodos analisados em função da  $SNR$ , para diferentes dimensões dos subfiltros empregados no processo de equalização. Pode-se verificar que, para as condições analisadas, o método de CSTBC-RLS-EPC apresenta um ganho significativo de desempenho em relação aos demais métodos.

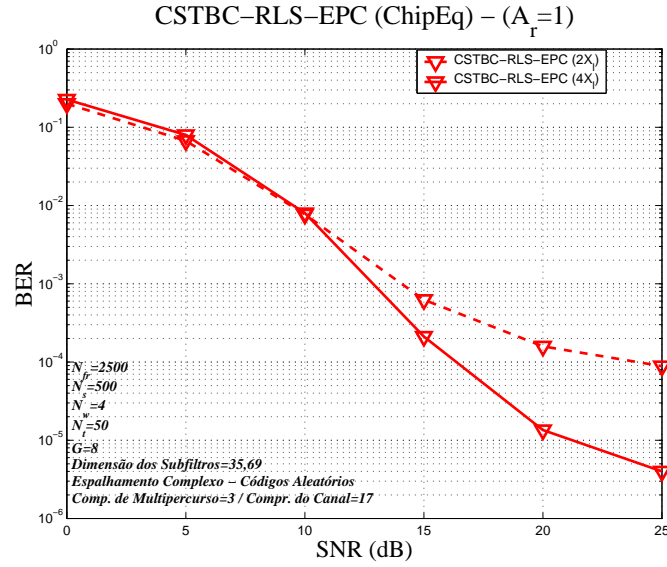


Figura 142: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 17$ )

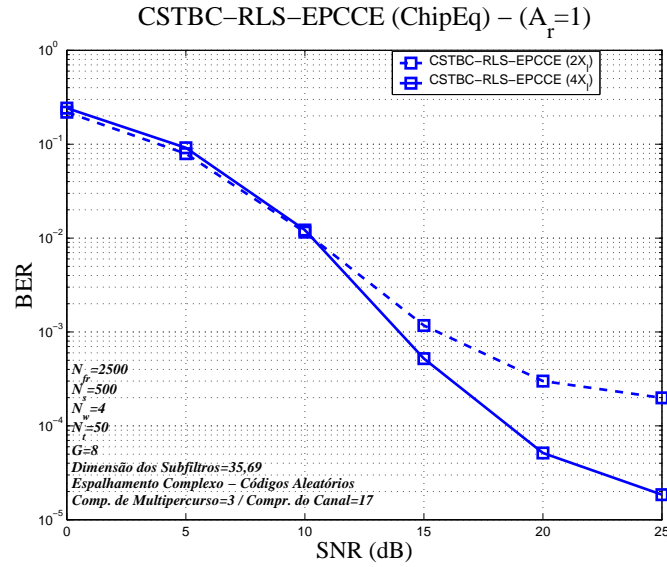


Figura 143: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 17$ )

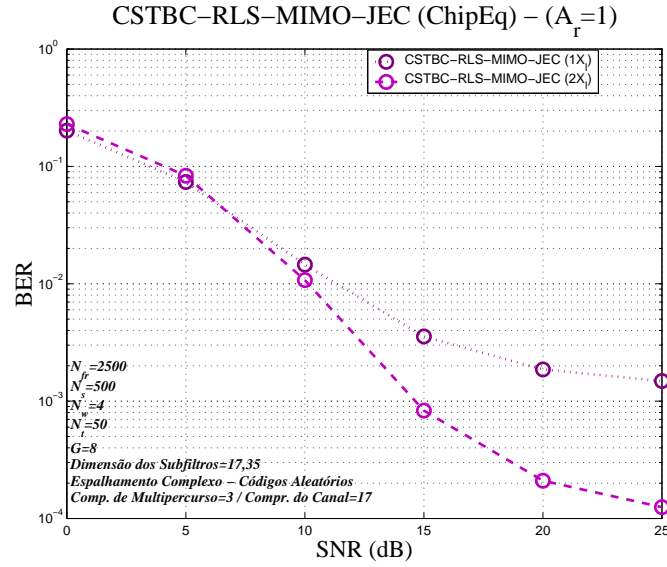


Figura 144: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 17$ )

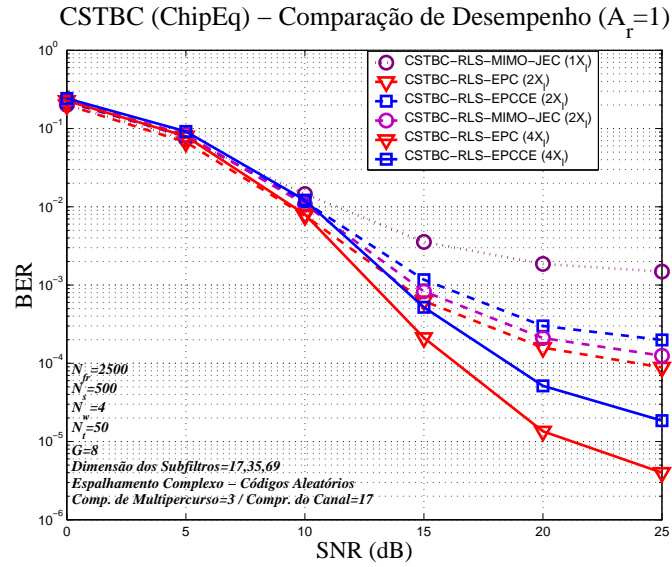


Figura 145: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 17$ )

Nas figuras 146, 147 e 148, são apresentados os desempenhos dos métodos de CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ) em função da  $SNR$ , para diferentes subfiltros utilizados no processo de equalização. com o intuito de obter figuras de desempenho que levem em consideração um compromisso entre *throughput* e treinamento, são analisadas as situações onde são empregados 25 símbolos de treinamento por antena de transmissão (10% do total de símbolos transmitidos por quadro de dados).

Nas figuras 146 e 147, são apresentados os desempenhos dos métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE, respectivamente, em função da  $SNR$  e das dimensões dos subfiltros utilizados no processo de equalização ( $1X_l$ ,  $2X_l$  e  $4X_l$ ). Pode-se verificar que à medida que a  $SNR$  aumenta, o aumento da dimensão dos subfiltros resulta num aumento significativo do desempenho.

Na figura 148, é apresentado o desempenho do método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC em função da  $SNR$  e dos subfiltros utilizados no processo de equalização ( $1X_l$  e  $2X_l$ ). Pode-se verificar que, devido à limitação da quantidade de símbolos de treinamento, o aumento da dimensão dos subfiltros resulta numa redução do desempenho.

Na figura 149, é apresentada uma comparação de desempenho entre os três métodos analisados em função da  $SNR$ , para diferentes dimensões dos subfiltros empregados no processo de equalização. Pode-se verificar que, para as condições analisadas, o método de CSTBC-RLS-EPC apresenta um ganho significativo de desempenho em relação aos demais métodos. Nota-se que, para o caso de duas antenas de recepção, os métodos analisados também tendem a apresentar assintoticamente um patamar residual de erro à medida que a  $SNR$  aumenta.

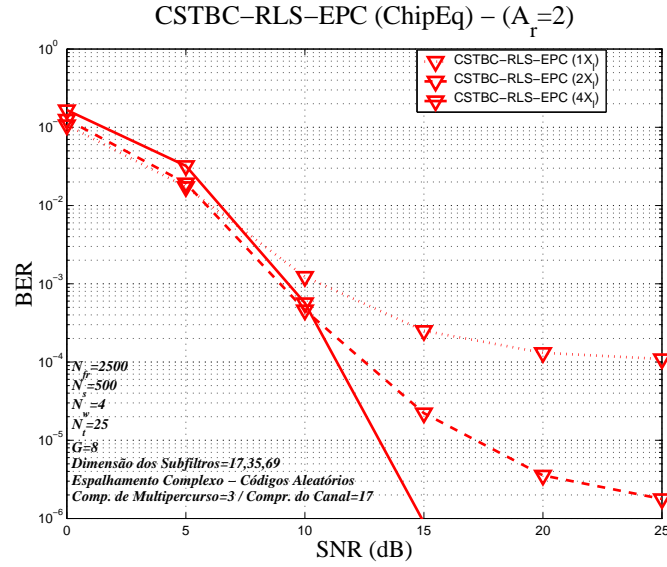


Figura 146: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )

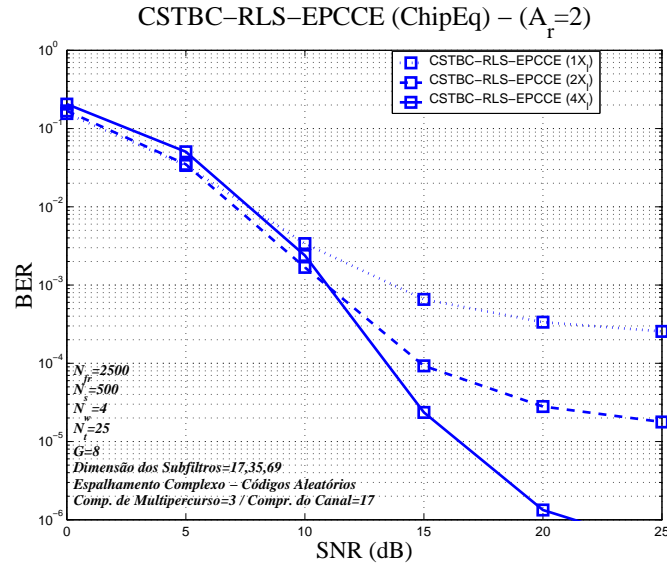


Figura 147: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )

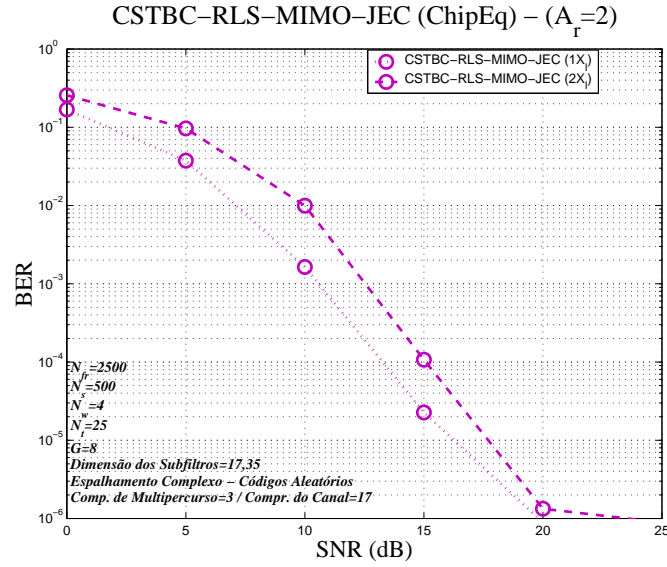


Figura 148: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )

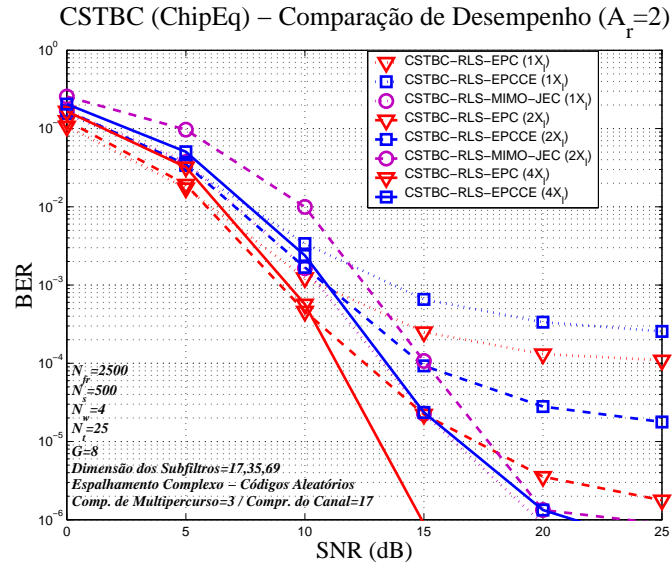


Figura 149: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )

Nas figuras 150, 151 e 152, são apresentadas as BER dos métodos de CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ) em função da  $SNR$ , para diferentes subfiltros utilizados no processo de equalização. São analisadas agora as situações onde são empregados 50 símbolos de treinamento por antena (20% do total de símbolos transmitidos por quadro de dados).

Nas figuras 150 e 151, são apresentadas comparações de desempenho para os métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE, respectivamente, em função da  $SNR$  e dos subfiltros utilizados no processo de equalização ( $2X_l$  e  $4X_l$ ). Pode-se verificar que à medida que a  $SNR$  aumenta, o aumento da dimensão dos subfiltros resulta num aumento significativo do desempenho.

Na figura 152, é apresentado o desempenho do método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC em função da  $SNR$  e dos subfiltros utilizados no processo de equalização ( $1X_l$  e  $2X_l$ ). Pode-se verificar que, devido à limitação da quantidade de símbolos de treinamento, o aumento da dimensão dos subfiltros resulta numa redução do desempenho.

Na figura 153, é apresentada uma comparação de desempenho entre os três métodos analisados em função da  $SNR$ , para diferentes dimensões dos subfiltros empregados no processo de equalização. Pode-se verificar que, para as condições analisadas, o método de CSTBC-RLS-EPC apresenta um ganho significativo de desempenho em relação aos demais métodos. Nota-se ainda que os métodos analisados tendem a apresentar assintoticamente um patamar residual de erro à medida que a  $SNR$  aumenta.

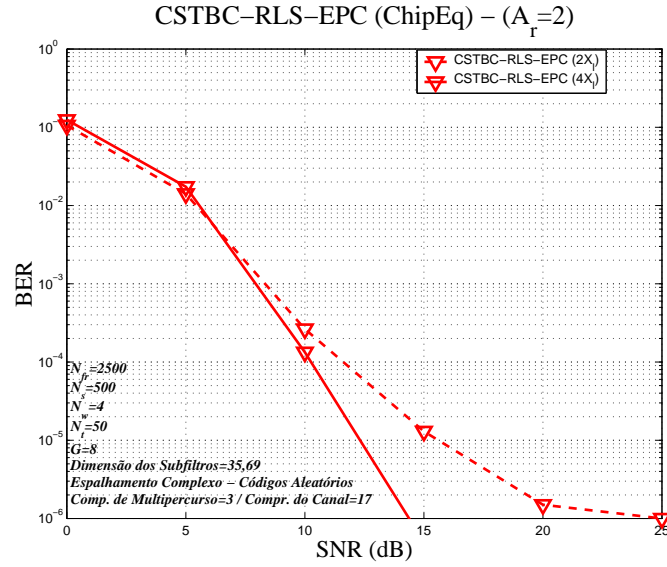


Figura 150: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 17$ )

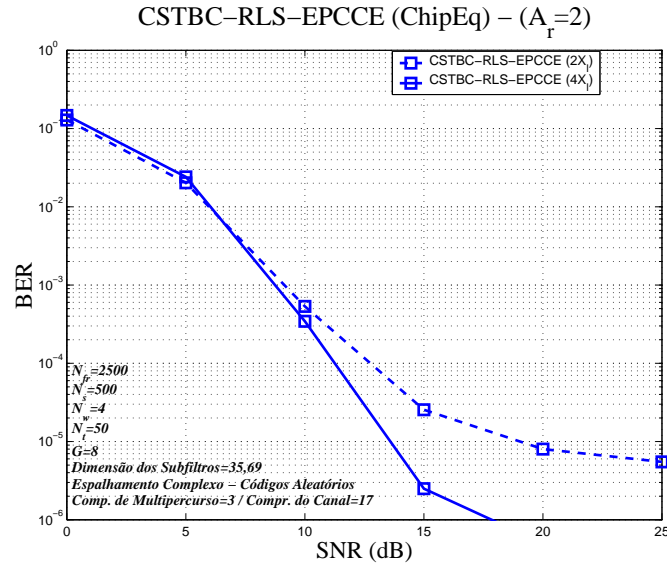


Figura 151: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 17$ )



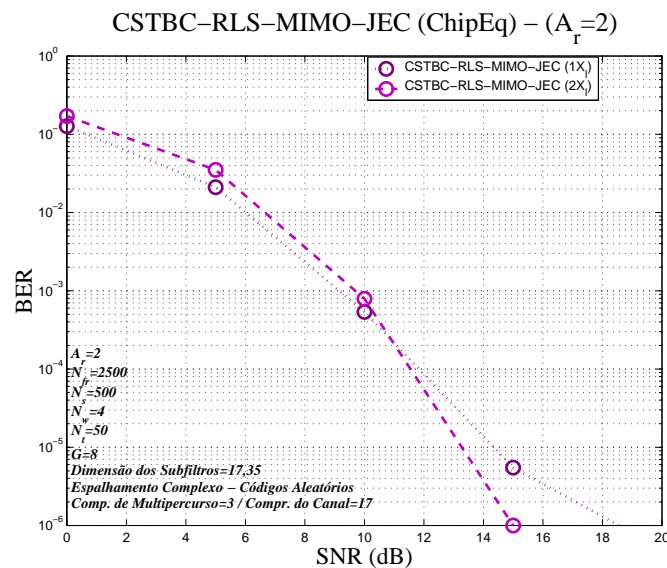


Figura 152: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 17$ )

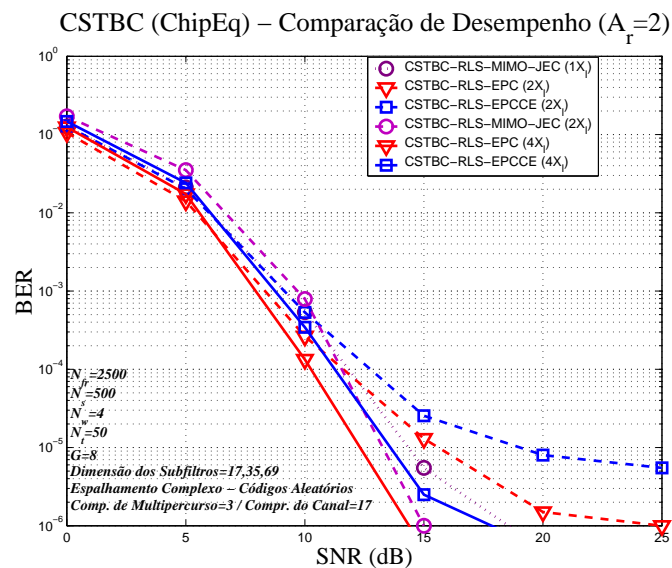


Figura 153: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq), em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 17$ )

Nas figuras 154 e 155, são apresentadas as curvas de aprendizado do método de CSTBC-RLS-EPC para os casos de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma e duas antenas de recepção ( $A_r = 1$  e  $A_r = 2$ ), respectivamente, para subfiltros utilizados no processo de equalização de diferentes dimensões ( $1X_l$ ,  $2X_l$  e  $4X_l$ ), considerando uma  $SNR$  de 10 dB.

Verifica-se que, para o método de CSTBC-RLS-EPC (e também para o método de CSTBC-RLS-EPCCE), aumentando a dimensão dos subfiltros empregados no processo de equalização, pode-se obter uma redução do MSE tanto para o caso de uma antena como de duas antenas de recepção, embora seja necessário um tempo maior de aprendizado (maior número de símbolos de treinamento). Nota-se ainda que, as taxas de convergência das curvas de aprendizado para os casos de subfiltros com dimensão  $1X_l$ ,  $2X_l$  e  $4X_l$  não aumentam com o aumento do número de antenas de recepção utilizado.

Nas figuras 156 e 157, são apresentadas as curvas de aprendizado do método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC para os casos de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma e duas antenas de recepção ( $A_r = 1$  e  $A_r = 2$ ), respectivamente, considerando diferentes dimensões dos subfiltros ( $1X_l$  e  $2X_l$ ) utilizados no processo de equalização para uma  $SNR$  de 10 dB.

Para o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC empregando uma antena de recepção, o aumento da dimensão dos subfiltros empregados no processo de equalização requer um tempo de treinamento expressivo para oferecer uma redução do MSE ( $N_t > 40$ , ou seja, maior que 320 chips). Para o caso de duas antenas de recepção, o aumento da dimensão dos subfiltros empregados no processo de equalização requer um tempo de treinamento ainda maior e, para a faixa de símbolos de treinamento analisada, o aumento da dimensão dos subfiltros não oferece uma redução do MSE.

Pode-se verificar ainda que o método de CSTBC-RLS-EPC apresenta um MSE residual muito menor que aquele apresentado pelo método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC para as condições analisadas.

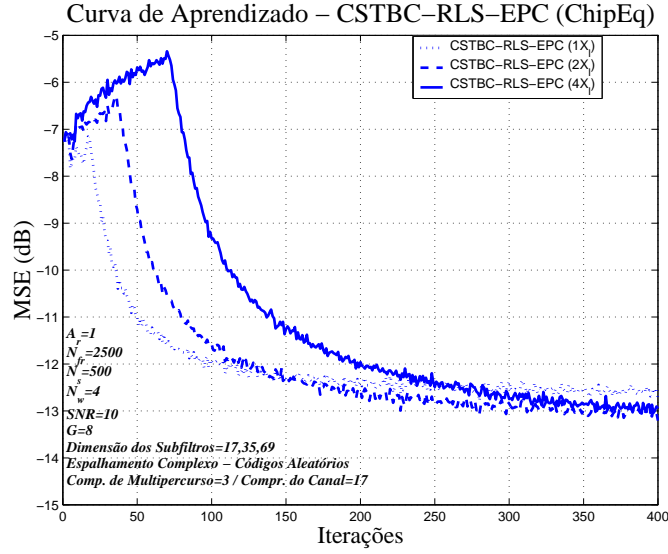


Figura 154: Curva de aprendizado de um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPC (ChipEq) em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_e = 17, 35, 69$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 17$ )

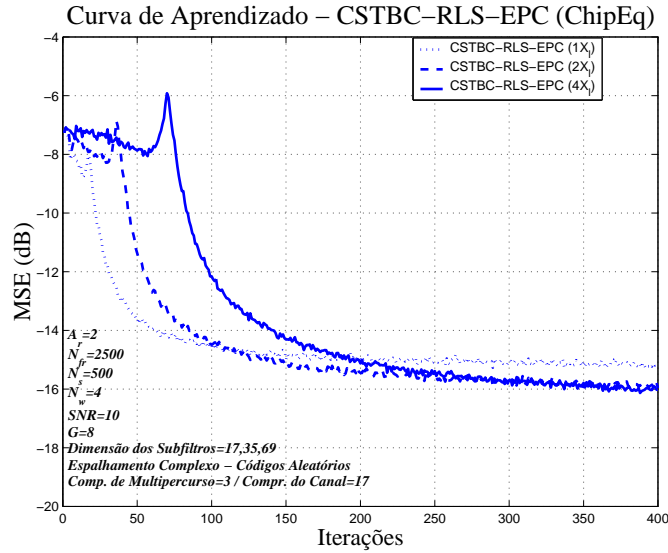


Figura 155: Curva de aprendizado de um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPC (ChipEq) em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_e = 17, 35, 69$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 17$ )

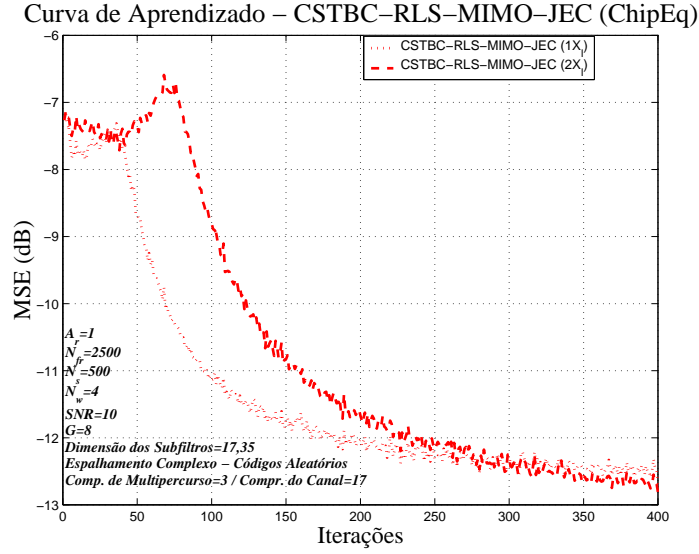


Figura 156: Curva de aprendizado de um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq) em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_e = 17, 35$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 17$ )

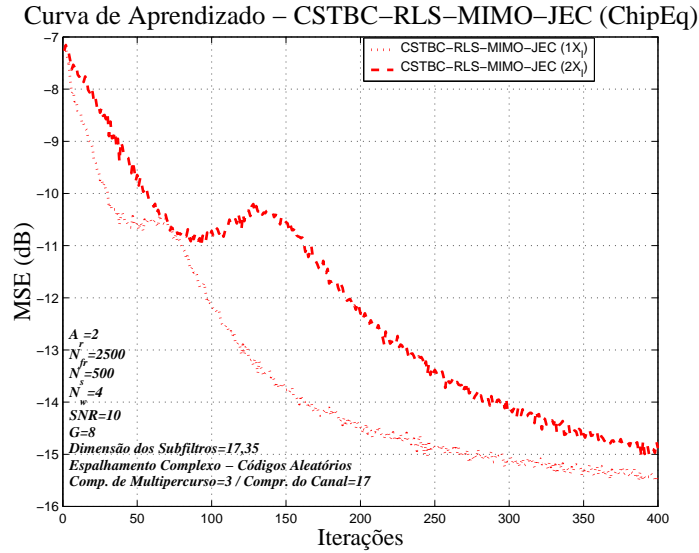


Figura 157: Curva de aprendizado de um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq) em função do tamanho dos subfiltros ( $N_e$ ) para um canal com 3 componentes de multipercurso ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_e = 17, 35$ ,  $SNR = 10$  e  $L_c = 17$ )

#### 8.4.7 Comparação entre a CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC usando Códigos Curtos e Códigos Longos para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência

Nesta subseção, são apresentadas comparações de desempenho entre o *downlink* de sistemas W-CDMA síncronos empregando códigos de embaralhamento longos e códigos de embaralhamento curtos. Os sistemas comparados utilizam os métodos de CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC para canais com desvanecimento seletivo em frequência.

Os sistemas analisados empregam 4 DPCH ( $N_w = 4$ ) por célula, cada um associado a um usuário específico. Os *streams* de dados transmitidos em cada DPCH são compostos por 500 símbolos ( $N_s = 500$ ), divididos em dois *substreams* de 250 símbolos ( $N_{sb} = 250$ ). Os resultados apresentados são obtidos avaliando 2500 quadros ( $N_{fr} = 2500$ ). Com o intuito de obter figuras de desempenho que levem em consideração um compromisso entre *throughput* e convergência, considera-se o emprego de 25 símbolos de treinamento por antena (10% do total de símbolos transmitidos por quadro de dados).

Para ambos os sistemas comparados, o processo de espalhamento espectral ortogonal para a canalização é feito através da utilização de códigos de Walsh ( $G = 8$ ). Para o caso de códigos de embaralhamento curtos, são usados códigos aleatórios com período de repetição igual à duração de símbolo ( $G = 8$ ). Para o caso de códigos de embaralhamento longos, são empregados códigos aleatórios com duração igual à duração de um quadro (500 símbolos). As simulações são desenvolvidas para uma taxa de dados por canal igual a 480 kbps.

O processo de equalização (RLS) é feito a nível de chip (ChipEq) e emprega subfiltros com dimensões  $2X_l (2 \cdot L_c + 1)$ . O processo de estimativa dos canais (RLS) também é feito a nível de chip e considera que a dimensão dos filtros empregados é igual à dimensão dos canais de propagação. O fator de esquecimento do algoritmo RLS é igual a 1 ( $\lambda_{rls} = 1$ ).

Assume-se durante as simulações, que o canal de propagação é fixo durante um quadro e pode ser representado por um filtro de FIR de dimensão 17 ( $L_c = 17$ ). A cada quadro transmitido, é gerado um novo canal de propagação, composto por 3 componentes de multipercurso independentes, cujas envoltórias e fases apresentam distribuições de Rayleigh e uniforme, respectivamente. Cada componente de multipercurso é alocado aleatoriamente num dos coeficientes do filtro de FIR que representa o canal.

Nas figuras 158, 159 e 160, são apresentadas as BER em função da  $SNR$  dos métodos de CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ), considerando sistemas empregando códigos de embaralhamento curtos e longos.

Nas figuras 158 e 159, são apresentadas comparações de desempenho entre o uso de códigos de embaralhamento curtos e longos, para os métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE, respectivamente, em função da  $SNR$ . Pode-se verificar que à medida que a  $SNR$  aumenta, os sistemas empregando códigos longos apresentam um aumento significativo do desempenho em relação a aqueles empregando códigos curtos.

Na figura 160, é apresentado o desempenho do método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC em função da  $SNR$  e do tipo de código de embaralhamento usado. Pode-se verificar que, para o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC, o uso de códigos longos também apresenta um aumento significativo do desempenho.

Na figura 161, é apresentada uma comparação de desempenho entre os métodos analisados em função da  $SNR$  e do tipo de código de embaralhamento usado. Pode-se verificar que, para as condições analisadas, o método de CSTBC-RLS-EPC empregando códigos de embaralhamento longos apresenta um ganho significativo de desempenho em relação aos demais métodos. Como mencionado anteriormente, as comparações com o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC devem levar em consideração o aumento da complexidade quando são empregados subfiltros de mesma dimensão que os demais métodos.

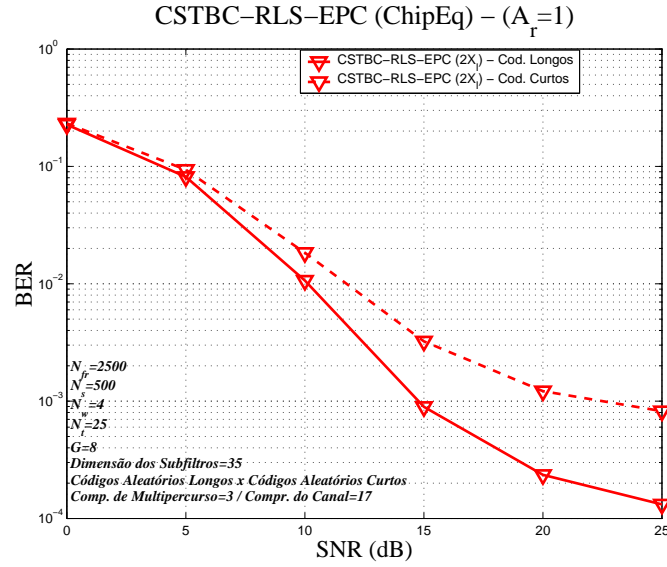


Figura 158: Comparação de desempenho entre códigos curtos e códigos longos (aleatórios) para um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPC (ChipEq) considerando  $N_e = 35$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )

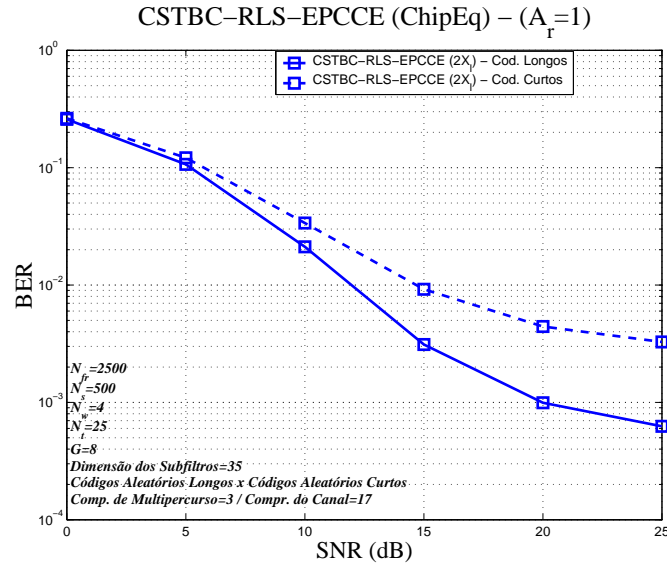


Figura 159: Comparação de desempenho entre códigos curtos e códigos longos (aleatórios) para um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (ChipEq) considerando  $N_e = 35$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )

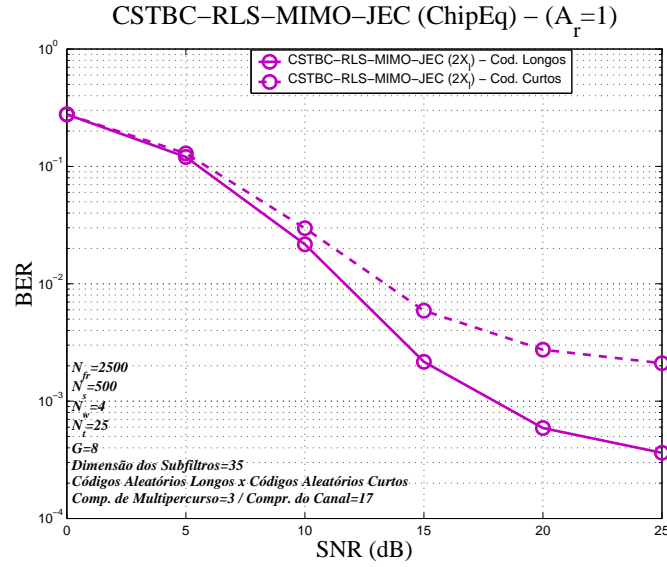


Figura 160: Comparação de desempenho entre códigos curtos e códigos longos (aleatórios) para um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq) considerando  $N_e = 35$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )

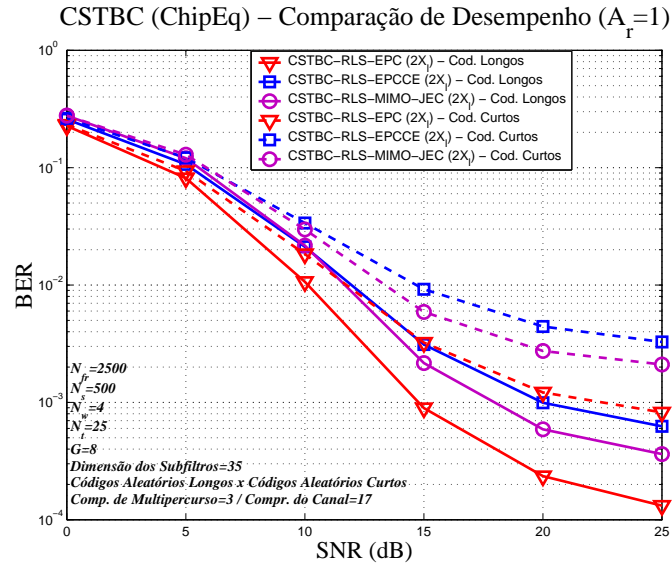


Figura 161: Comparação de desempenho entre códigos curtos e códigos longos (aleatórios) para um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq) considerando  $N_e = 35$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )



Nas figuras 162, 163 e 164, são apresentadas as BER em função da  $SNR$  dos métodos de CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ), considerando sistemas empregando códigos de embaralhamento curtos e longos.

Nas figuras 162 e 163, são apresentadas comparações de desempenho entre o uso de códigos de embaralhamento curtos e longos, para os métodos de CSTBC-RLS-EPC e CSTBC-RLS-EPCCE, respectivamente, em função da  $SNR$ . Pode-se verificar que à medida que a  $SNR$  aumenta, os sistemas empregando códigos longos apresentam um aumento significativo do desempenho em relação a aqueles empregando códigos curtos.

Na figura 164, é apresentado o desempenho do método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC em função da  $SNR$  e do tipo de código de embaralhamento usado. Pode-se verificar que, devido à quantidade limitada de símbolos de treinamento, o aumento de desempenho oferecido pelo uso de códigos longos é bastante reduzido (aproximadamente 0.5 dB).

Na figura 165, é apresentada uma comparação de desempenho entre os três métodos analisados em função da  $SNR$  e do tipo de código de embaralhamento usado. Pode-se verificar que, para as condições analisadas, o método de CSTBC-RLS-EPC empregando códigos de embaralhamento longos apresenta um ganho significativo de desempenho em relação aos demais métodos em quase toda a faixa de  $SNR$  analisada. Todavia, para  $SNR$  maiores que 18 dB, o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC empregando códigos de embaralhamento curtos e longos apresenta um ganho adicional de desempenho em relação ao método de CSTBC-RLS-EPC. Novamente, deve-se ressaltar que o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC apresenta, entretanto, um aumento significativo de complexidade, quando são empregados subfiltros de mesma dimensão que os demais métodos.

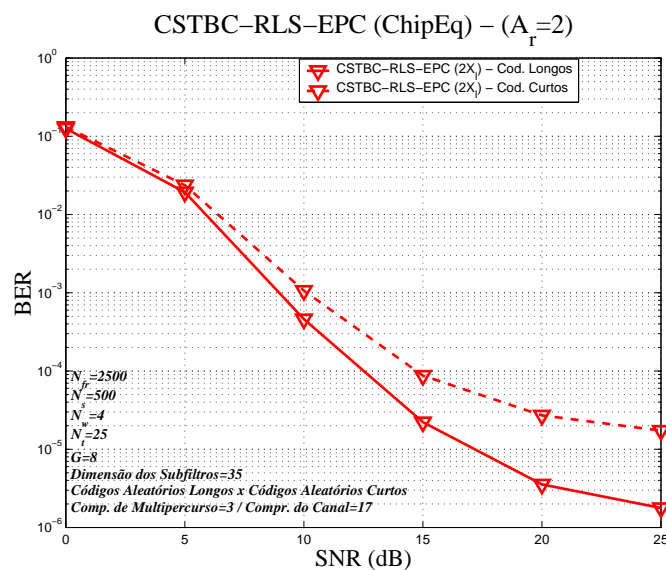


Figura 162: Comparação de desempenho entre códigos curtos e códigos longos (aleatórios) para um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPC (ChipEq) considerando  $N_e = 35$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )

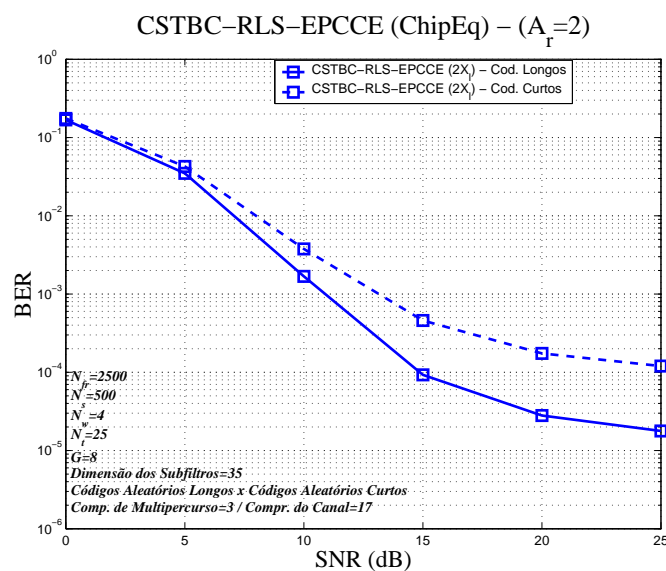


Figura 163: Comparação de desempenho entre códigos curtos e códigos longos (aleatórios) para um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-EPCCE (ChipEq) considerando  $N_e = 35$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )

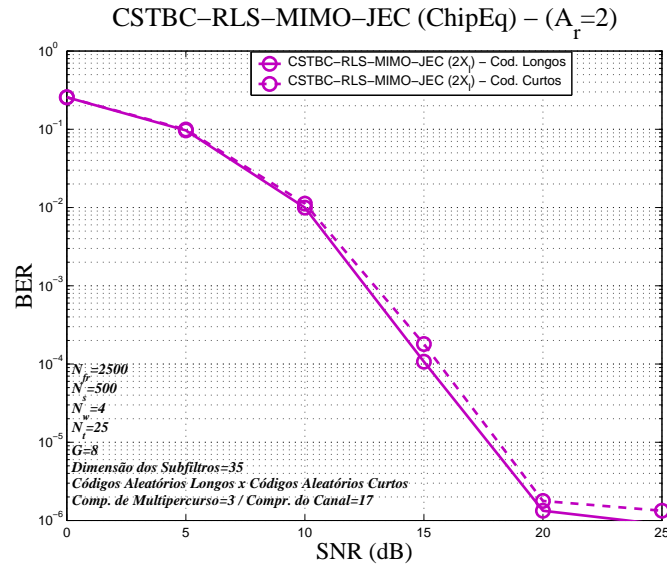


Figura 164: Comparação de desempenho entre códigos curtos e códigos longos (aleatórios) para um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando o método de CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq) considerando  $N_e = 35$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )

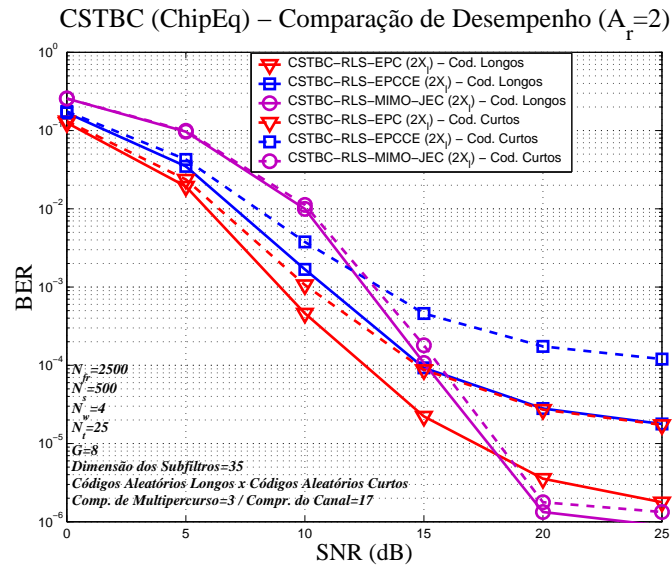


Figura 165: Comparação de desempenho entre códigos curtos e códigos longos (aleatórios) para um sistema W-CDMA com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção usando os métodos CSTBC-RLS-EPC, CSTBC-RLS-EPCCE e CSTBC-RLS-MIMO-JEC (ChipEq) considerando  $N_e = 35$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )

#### 8.4.8 CSTBC-RLS-EPCICE usando Códigos Longos para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência

Nesta subseção, são apresentados alguns resultados de simulação para o *downlink* de um sistema W-CDMA síncrono empregando códigos de embaralhamento longos e o método de CSTBC-RLS-EPCICE para canais com desvanecimento seletivo em frequência.

Considera-se que o sistema analisado utiliza 4 DPCH ( $N_w = 4$ ) por célula, cada um associado a um usuário específico. Os *streams* de dados transmitidos em cada DPCH são compostos por 500 símbolos ( $N_s = 500$ ), divididos em dois *substreams* de 250 símbolos ( $N_{sb} = 250$ ). Os resultados apresentados são obtidos avaliando 4000 quadros ( $N_{fr} = 4000$ ). Os símbolos de treinamento estão presentes nos dois blocos que compõem o *stream* e são adicionados símbolos de guarda para evitar a IBI. Assume-se que são usados 25 símbolos de treinamento por antena de transmissão (10% do total de símbolos transmitidos por quadro de dados).

O processo de espalhamento espectral ortogonal para a canalização é feito através da utilização de códigos de Walsh ( $G = 8$ ) e o processo de embaralhamento é obtido através do uso de códigos aleatórios com duração igual à duração de um quadro (500 símbolos). As simulações são desenvolvidas para uma taxa de dados por canal igual a 480 kbps.

O processo de equalização (RLS) é feito a nível de chip (ChipEq) e emprega subfiltros com dimensões  $2X_l (2 \cdot L_c + 1)$  ou  $4X_l (4 \cdot L_c + 1)$ . O processo de estimativa dos canais (RLS) também é feito a nível de chip e considera que a dimensão dos filtros empregados é igual à dimensão dos canais de propagação. O fator de esquecimento do algoritmo RLS (empregado nos processos de estimativa dos canais e de equalização) é igual a 1 ( $\lambda_{rls} = 1$ ). O método de CSTBC-RLS-EPC é usado, ao longo desta subseção, como referência de desempenho.

Assume-se durante as simulações, que o canal de propagação é fixo durante um quadro e pode ser representado por um filtro de FIR de dimensão 17 ( $L_c = 17$ ).

Nas figuras 166 e 167, são apresentados os desempenhos do método de CSTBC-RLS-EPCICE empregando subfiltros para o processo de equalização de dimensão  $2X_l$  e  $4X_l$ , respectivamente, para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ), em função da  $SNR$  e do número de iterações do processo de estimativa dos canais de propagação.

O método de CSTBC-RLS-EPCICE sem nenhuma iteração ( $N_{iter} = 0$ ) é equivalente ao método de CSTBC-RLS-EPCCE. Deste modo, pode-se verificar que, para os dois cenários de subfiltros utilizados no processo de equalização ( $2X_l$  e  $4X_l$ ), com apenas uma iteração, o método de CSTBC-RLS-EPCICE apresenta ganhos significativos de desempenho em relação ao método de CSTBC-RLS-EPCCE, à medida que a  $SNR$  aumenta. Para o cenário de subfiltros utilizados no processo de equalização de dimensão  $2X_l$ , pode-se obter um ganho de aproximadamente 8.5 dB para uma  $BER$  de  $6 \cdot 10^{-4}$  e para o cenário de subfiltros de dimensão  $4X_l$ , pode-se obter um ganho de aproximadamente 8 dB para uma  $BER$  de  $2 \cdot 10^{-4}$ . Empregando duas iterações, as figuras de desempenho obtidas pelo método de CSTBC-RLS-EPCICE se tornam muito próximas às oferecidas pelo método de CSTBC-RLS-EPC, para os dois cenários analisados.

Na figura 168, é apresentado o desempenho do método de CSTBC-RLS-EPCICE empregando subfiltros para o processo de equalização de dimensão  $4X_l$ , para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ), em função da  $SNR$  e do número de iterações do processo de estimativa dos canais de propagação.

Analisando os resultados obtidos, pode-se verificar que, com apenas uma iteração, o método de CSTBC-RLS-EPCICE apresenta ganhos significativos de desempenho em relação ao método de CSTBC-RLS-EPCCE, à medida que a  $SNR$  aumenta. Como exemplo, pode-se obter um ganho de aproximadamente 4 dB para uma  $BER$  de  $2 \cdot 10^{-6}$ . O aumento de uma para duas iterações não traz nenhum ganho de desempenho para as faixas de  $SNR$  e de  $BER$  analisadas.

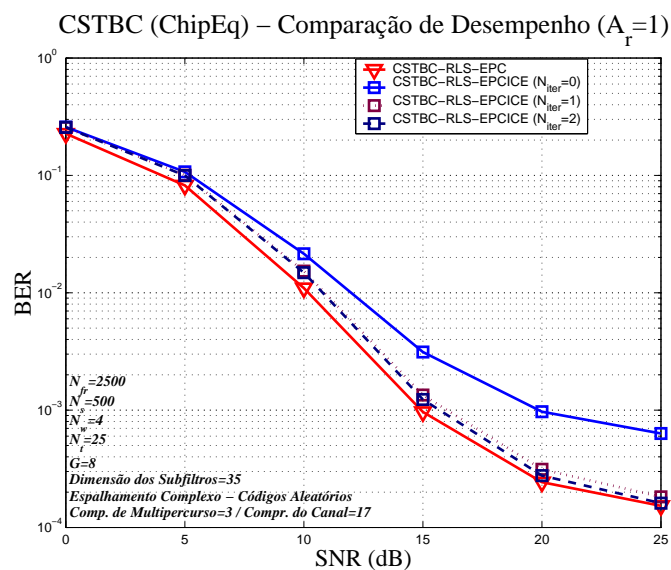


Figura 166: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCICE (ChipEq), em função do número de iterações e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_e = 35$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )

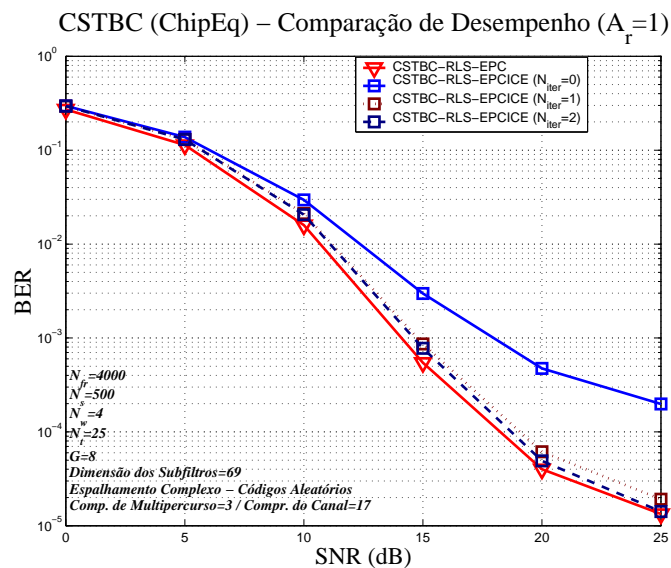


Figura 167: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCICE (ChipEq), em função do número de iterações e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_e = 69$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )

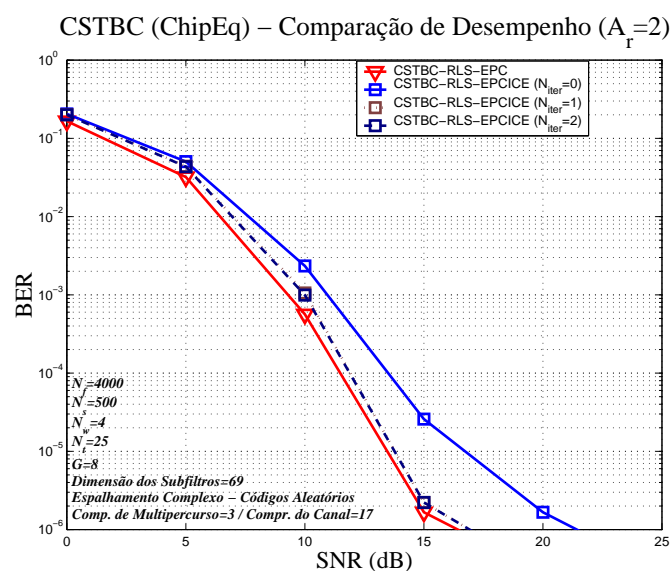


Figura 168: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando o método de CSTBC-RLS-EPCICE (ChipEq), em função do número de iterações e da  $SNR$  para um canal com 3 multipercursos ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_e = 69$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )

## 8.5 Resumo do Capítulo e Principais Comentários

Neste capítulo, as estruturas de STBC propostas no capítulo anterior foram estendidas para aplicações em sistemas W-CDMA devido sua importância nos futuros sistemas de comunicação sem fio e a crescente necessidade de aumentar a capacidade do *downlink* sem, entretanto, comprometer a complexidade da EM.

Em função das características dos sistemas W-CDMA, a STBC pode ser implementada basicamente em dois níveis: nível de símbolo (STBC) e nível de chip (CSTBC). Em função dos resultados apresentados para canais planos em frequência, onde a estrutura a nível de chip se mostrou mais robusta às variações do canal do que a estrutura a nível de símbolo, as estruturas propostas para canais seletivos em frequência foram desenvolvidas apenas a nível de chip.

As estruturas de CSTBC propostas foram desenvolvidas para sistemas W-CDMA empregando códigos de espalhamento curtos e longos. Deste modo, o processo de equalização associado a CSTBC também pode ser realizado a nível de símbolo (para códigos de espalhamento curtos) e a nível de chip (para códigos de espalhamento longos). A utilização da abordagem a nível de chip para códigos de espalhamento longos apresenta uma maior robustez a canais com *delay spread* elevados (maiores que a duração de símbolo), além de permitir que o processo de adaptação seja feito a nível de chip, disponibilizando uma quantidade maior de símbolos de treinamento. Por outro lado, a abordagem a nível de símbolo para códigos de espalhamento curtos permite explorar as propriedades de cicloestacionaridade dos códigos para aumentar a supressão à interferência quando o *delay spread* é reduzido (menor que a duração de símbolo).



## 9 FUNDAMENTOS DO PRINCÍPIO TURBO

Nos capítulos anteriores, foram propostas várias técnicas diferentes para oferecer um acesso sem fio de alta velocidade, tanto no *uplink* como no *downlink*, mais robusto às distorções causadas pelos canais de propagação por multipercurso. Entretanto, as técnicas apresentadas não contemplam a utilização dos chamados, métodos de codificação de correção de erro direta (FEC). A FEC é uma técnica bastante empregada no projeto de sistemas de comunicação digital sem fio para aumentar a confiabilidade e oferecer uma melhora no desempenho através do mapeamento da seqüência de sinais de informação numa seqüência de códigos que agrega redundância e memória à informação transmitida [Pro95], [ZP01], [LM98].

A teoria da informação estabelece que, empregando códigos aleatórios, pode-se obter taxas de erro tendendo a zero à medida que o bloco de codificação, ou de maneira equivalente, o comprimento de restrição, tende ao infinito. Entretanto, não é possível decodificar um código verdadeiramente aleatório. Além disto, o aumento da complexidade do código associado ao aumento do bloco de codificação ou do comprimento de restrição, requer um aumento exponencial correspondente na complexidade de decodificação [BMD03]. Assim, normalmente são empregados códigos que oferecem um bom compromisso entre a taxa de erro e a complexidade de decodificação.

Em 1993, foi apresentado por Berrou, Glavieux e Thitimajshima [BGT93], um novo esquema de codificação de canal que permite aumentar significativamente o desempenho dos métodos de FEC, denominado de codificação turbo. Nesse trabalho seminal, foram apresentados resultados indicando que o emprego da codificação turbo possibilita atingir índices de capacidade muito

próximos das predições indicadas por Shannon para canais AWGN [Sha48] (aproximadamente 0.5 dB do limite de capacidade para uma  $BER$  de  $1 \cdot 10^{-5}$ ), causando inicialmente, uma enorme contestação da comunidade científica.

A codificação turbo supera o paradoxo entre a taxa de erro e a complexidade de decodificação através da concatenação de códigos por meio de entrelaçadores, de forma que o código resultante é suficientemente aleatório para prover taxas de erro relativamente baixas, e de técnicas iterativas de decodificação baseadas em informação suave, de forma a oferecer um método eficiente e viável de decodificação.

O termo turbo, associado ao método de codificação apresentado em [BGT93], foi escolhido fundamentalmente pelo fato do processo de decodificação empregar um método iterativo baseado em realimentação, similar ao conceito empregado nos turbocompressores usados em motores a combustão, e não em função das características dos códigos empregados. Assim, o princípio turbo está relacionado com o processo iterativo baseado em informação suave, que é a razão principal do notável desempenho da codificação turbo. Em função disto, o princípio turbo é muito mais abrangente do que a codificação turbo, onde foi originalmente concebido, podendo ser aplicado com sucesso a vários outros problemas de detecção e decodificação, como por exemplo a equalização, a detecção multiusuário, o processamento espaço-temporal, a codificação espaço-temporal, a modulação codificada, entre outros.

## 9.1 Introdução à Correção de Erros Direta

A função básica das técnicas de FEC, como o próprio nome sugere, é reduzir a quantidade dos erros de recepção presente em sistemas de comunicação digital. Isto é normalmente quantificado pela  $BER$ , definida pela relação entre o número de bits recebidos com erro e o total de bits recebidos. A utilização de técnicas de codificação permite reduzir a  $SNR$  necessária, em relação a um sistema sem codificação, para obter uma dada  $BER$ . Esse ganho na  $SNR$  é comumente denominado ganho de codificação.

### 9.1.1 Códigos de Bloco

Um dos primeiros métodos práticos de FEC foi desenvolvido em 1950 por Hamming [Ham50]. Os chamados códigos de Hamming são códigos de bloco com distância mínima 3 ( $d_{min} = 3$ ) [ZP01] e capacidade para corrigir apenas um único erro ( $\varepsilon_t = 1$ ) e detectar no máximo dois erros. Outro trabalho não menos importante foi desenvolvido por Golay em 1949 [Gol49]. Os chamados códigos de Golay são códigos de bloco cíclicos com distância mínima 7 ( $d_{min} = 7$ ), permitindo a correção de até três erros ( $\varepsilon_t = 3$ ) [ZP01].

Os códigos de Hamming e de Golay são exemplos de códigos perfeitos [Skl88]. Um código perfeito tem a interessante propriedade que todos os padrões de erros com distância de Hamming  $d_H$  [ZP01], em relação ao seu padrão de origem, menores ou iguais a  $\varepsilon_t$  podem ser corrigidos através da decodificação de ML e qualquer padrão de erros com  $d_H$ , em relação ao seu padrão de origem, maior que  $\varepsilon_t$  não pode ser corrigido [ZP01].

Em 1957, os chamados códigos cíclicos, uma importante classe de códigos de bloco, foram apresentados formalmente pela primeira vez [Pra57]. Os códigos cíclicos apresentam a propriedade de que qualquer deslocamento cíclico de uma palavra de código gera uma nova palavra de código. Devido a esta propriedade, é possível obter uma estrutura de código mais robusta que pode ser explorada para reduzir a complexidade do processo de decodificação. Um marco importante na codificação cíclica são os chamados códigos BCH, desenvolvidos independentemente por Hocquenghem em 1959 [Hoc59] e por Bose e Chaudhuri em 1960 [BR60]. Esses códigos, definidos sobre uma estrutura matemática de campos finitos [HLY02], são uma subclasse dos códigos cíclicos binários com capacidade de correção de múltiplos erros e estão entre os códigos cíclicos mais importantes por oferecerem um ganho de codificação significativo, uma ampla gama de taxas de codificação e uma complexidade de decodificação viável para implementações de alta velocidade [Pet60].

Em 1960, os códigos BCH foram estendidos para alfabetos não binários por Reed e Solomon [RS60]. Os chamados códigos de Reed-Solomon

são efetivos na correção de erros em rajadas e apresentam, para uma dada taxa de codificação, a maior distância mínima possível para um código linear. Após a introdução de algoritmos eficientes de decodificação, como o algoritmo proposto por Berlekamp em [Ber65], a implementação do método de Reed-Solomon tornou-se viável e seguiram-se uma série de aplicações no campo espacial, na transmissão de vídeo digital (DVB) e em sistemas de áudio digital (*compact disc*). Os códigos de Reed-Solomon são também comumente encontrados numa estrutura concatenada [ZP01], [Pro95].

Atualmente, os chamados códigos de cheque de paridade de baixa densidade (LDPC), originalmente descobertos por Gallager em 1962 [Gal62], têm recebido um crescente interesse após a descoberta que apresentam um desempenho muito próximo do limite estabelecido por Shannon [RU03].

Apesar do sucesso dos códigos de bloco, existe uma série de desvantagens com relação a seu uso como a necessidade de receber completamente uma palavra de código antes de iniciar o processo de decodificação, a necessidade de um sincronismo de quadro preciso, o emprego típico do processo de decodificação baseado em decisão abrupta e um desempenho ruim para SNR baixas. Na verdade, a redução de desempenho dos códigos de bloco está associada ao processo de decodificação baseado em decisão abrupta e não a estrutura dos códigos. Assim, recentemente vários algoritmos de decodificação em treliça baseados em decisão suave foram propostos [LKFF98], [HLY02] com o intuito de oferecer ganhos adicionais de desempenho à codificação de bloco.

A estratégia geral empregada pelos códigos de bloco consiste em agrupar  $N_q$  bits da seqüência de informação a ser transmitida em blocos, denominados  $\mathbf{q}_b(\zeta)$ , e acrescentar a cada bloco  $N_l - N_q$  bits de redundância, produzindo palavras de código  $\mathbf{q}_c(\zeta)$  compostas por  $N_l$  bits. O código resultante  $(N_l, N_q)$ , apresenta uma taxa de codificação dada por  $N_q/N_l$  e a habilidade de corrigir  $\varepsilon_t$  erros, determinados por:

$$\varepsilon_t = \left\lfloor \frac{(d_{min} - 1)}{2} \right\rfloor \quad (209)$$

Onde,

$d_{min}$  é a distância de Hamming mínima do código [ZP01]

$\lfloor x \rfloor$  representa o maior inteiro que não excede  $x$

Considerando a utilização de códigos de bloco lineares, o processo de codificação  $(N_l, N_q)$  pode ser completamente especificado pela matriz de codificação de canal  $\mathbf{G}_c$  [ZP01], composta por  $N_q$  linhas linearmente independentes de vetores com  $N_l$  elementos. Assim, todas as palavras de código podem ser geradas pela combinação linear dos  $N_q$  vetores linha.

Seja a matriz de codificação de canal  $\mathbf{G}_c$ , dada por:

$$\mathbf{G}_c = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{g}_{N_q-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{0,0} & \cdots & g_{0,N_l-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{N_q-1,0} & \cdots & g_{N_q-1,N_l-1} \end{bmatrix} \quad (210)$$

E seja o  $\zeta$ -ésimo bloco de dados de informação  $\mathbf{q}_b(\zeta)$  a ser codificado, dado por:

$$\mathbf{q}_b(\zeta) = [q_b(\zeta), \cdots, q_b(\zeta + N_q - 1)]^T, \quad q_b(i) \in GF(2) \quad (211)$$

Pode-se determinar a palavra de código  $\mathbf{q}_c(\zeta)$  de dimensão  $N_l$  como:

$$\mathbf{q}_c(\zeta) = \mathbf{G}_c^T \cdot \mathbf{q}_b(\zeta) \quad (212)$$

Onde,

$$\mathbf{q}_c(\zeta) = [q_c(\zeta), \cdots, q_c(\zeta + N_l - 1)]^T \quad (213)$$

### 9.1.2 Códigos Convolucionais

As desvantagens apontadas pelo emprego dos códigos de bloco podem ser evitadas através do uso de uma outra classe de códigos, os chamados códigos convolucionais, introduzidos pela primeira vez por Elias em 1955 [Eli55]. Diferentemente dos códigos de bloco, os códigos convolucionais adicionam informação de redundância a um *stream* contínuo de dados de informação e dependência entre seus bits sucessivos através do emprego de registradores de deslocamento lineares (LSR) [Skl88]. Assim, os dados codificados dependem não somente dos bits de informação atuais, mas dos bits anteriores, resultando numa estrutura de codificação mais complexa que não pode ser dividida em palavras de código.

Cada conjunto de  $N_l$  bits na saída do processo de codificação é uma combinação linear de  $N_q$  bits de entrada e de  $N_p$  bits armazenados nos LSR. A quantidade de bits necessária para determinar cada saída é denominada de comprimento de restrição ( $K_l$ ). Assim, os códigos convolucionais podem ser completamente caracterizados pelos parâmetros  $N_l$ ,  $N_q$  e  $K_l$ . A taxa de codificação é dada pela quantidade de bits de entrada num intervalo de codificação, dividida pela quantidade de bits de saída no mesmo intervalo ( $N_q/N_l$ ). Da mesma forma que a seqüência de dados de informação é continuamente codificada, ela pode ser continuamente decodificada, permitindo manter a latência total do processo a níveis aceitáveis.

A maior vantagem dos códigos convolucionais é sua habilidade em utilizar algoritmos de decodificação em treliça de decisão suave. Embora vários algoritmos de decodificação empregando decodificação seqüencial tenham sido apresentados na literatura [Woz57], [WR61], [Fan63], [Mas63], [ZP01], somente com a introdução do algoritmo de MLSE proposto por Viterbi em 1967 [Vit67] que uma solução ótima no sentido de ML se tornou prática, permitindo a extensiva aplicação da codificação convolucional nos sistemas de comunicação. Uma interpretação clássica do algoritmo de Viterbi pode ser encontrada no trabalho de Forney apresentado em [For73]. Embora o algoritmo de Viterbi seja ótimo

no sentido de minimizar a probabilidade de erro de seqüência, ele não minimiza necessariamente a probabilidade de erro de bit (ou de símbolo). A saída do decodificador de Viterbi não oferece nenhuma informação da confiabilidade dos dados decodificados (informação suave) ou da probabilidade *a posteriori* (APP). Em muitos esquemas de FEC é desejável ter disponível, além do sinal decodificado, informação da confiabilidade associada ao processo de decodificação para permitir um processamento posterior adicional e melhorar o desempenho do sistema. Por exemplo, nos chamados códigos concatenados, a saída suave do decodificador interno pode ser usada como entrada suave do decodificador externo, possibilitando uma decodificação baseada em decisão suave. Em 1974, Bahl, Cocke, Jelinek e Raviv apresentaram em [BCJR74] um esquema de decodificação com saída suave, denominado esquema de decodificação de probabilidade *a posteriori* máxima (MAP), também designado BCJR em homenagem a seus inventores, que oferece a mínima BER possível (ótimo no sentido de minimizar a probabilidade de erro de bit). Apesar de apresentar um desempenho ligeiramente superior ao obtido pelo algoritmo de Viterbi, devido a sua elevada complexidade, o algoritmo de MAP raramente foi empregado na prática até o surgimento da codificação turbo [BGT93], [BG96]. Os algoritmos de MAP e suas variantes Log-MAP e Max-Log-MAP [HLY02], têm recebido uma grande atenção no desenvolvimento de métodos iterativos de decodificação de saída suave para os chamados códigos turbo.

O processo de codificação convolucional pode ser descrito por várias representações diferentes, entre elas, as representações polinomial, de estados e em treliça [Skl88], [ZP01], [Pro95]. Por simplicidade, será discutida a seguir, a representação polinomial para um processo de codificação convolucional binário com  $N_q = 1$ . Considerando que seja possível descrever o codificador convolucional como um conjunto de  $N_l$  polinômios geradores ( $g_0(D), \dots, g_{N_l-1}(D)$ ) [ZP01], dados por:

$$g_j(D) = g_{j,0} + g_{j,1} \cdot D + \dots + g_{j,K_l-1} \cdot D^{K_l-1} \quad (214)$$

Onde,

$g_j(D)$  é o  $j$ -ésimo polinômio gerador que compõem o processo de codificação

$g_{j,i}$  é o  $i$ -ésimo coeficiente do  $j$ -ésimo polinômio gerador

$K_l$  é o comprimento de restrição

E representando o *stream* total de dados de informação a ser codificado na seguinte forma polinomial:

$$q_b(D) = q_b(0) + q_b(1) \cdot D + \dots + q_b(N_b - 1) \cdot D^{N_b-1} \quad (215)$$

Onde,

$q_b(i)$  é o  $i$ -ésimo bit do *stream* de dados de informação

$N_b$  é a quantidade total de bits de dados de informação a ser transmitida

Pode-se obter as saídas do codificador por:

$$\mathbf{o}_c(D) = \begin{bmatrix} o_0(D) \\ \vdots \\ o_{N_l-1}(D) \end{bmatrix} = q_b(D) \cdot \begin{bmatrix} g_0(D) \\ \vdots \\ g_{N_l-1}(D) \end{bmatrix} \quad (216)$$

Assim, o *stream* de dados codificados, na saída do processo de codificação, pode ser representado por:

$$q_c(D) = o_0(D^{N_l}) + o_1(D^{N_l}) \cdot D + \dots + o_{N_l} \cdot D^{N_l-1} \quad (217)$$

Onde,

$o_j(D^{N_l})$  é a saída do  $j$ -ésimo polinômio gerador deslocado temporalmente por

$N_l$

Normalmente, são adicionados ao final do *stream* de dados, antes da codificação,  $K_l - 1$  zeros para preparar o LSR para uma nova codificação [Skl88].



A representação polinomial pode ainda ser expressa através de notação vetorial [Skl88]. Assim, tem-se que:

$$\mathbf{G}_c = [\check{\mathbf{g}}_0, \dots, \check{\mathbf{g}}_{N_l-1}] \quad (218)$$

Onde,

$$\check{\mathbf{g}}_j = [g_{j,0}, \dots, g_{j,K_l-1}]^T \quad (219)$$

$g_{j,i}$  é o  $i$ -ésimo coeficiente do  $j$ -ésimo polinômio gerador  $g_j(D)$

Representando o *stream* total de dados de informação  $\mathbf{q}_b$  por:

$$\mathbf{q}_b = [q_b(0), \dots, q_b(N_b - 1)]^T \quad (220)$$

Pode-se obter as saídas do codificador convolucional por:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{o}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{o}_{N_b+K_l-2} \end{bmatrix} = \mathbf{q}_b * \mathbf{G}_c = \begin{bmatrix} o_{0,0} & \cdots & o_{0,N_l-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ o_{N_b+K_l-2,0} & \cdots & o_{N_b+K_l-2,N_l-1} \end{bmatrix} \quad (221)$$

Onde,

$$\mathbf{o}_j = [o_{j,0}, \dots, o_{j,N_l-1}]$$

$*$  representa a operação de convolução

Assim, o *stream* de dados codificados, na saída do processo de codificação, pode ser obtido por:

$$\mathbf{q}_c = [\mathbf{o}_0, \dots, \mathbf{o}_{N_b+K_l-2}]^T \quad (222)$$

### 9.1.3 Códigos Turbo

Embora a estrutura dos códigos de bloco e convolucionais possibilite o desenvolvimento de codificadores e decodificadores com complexidade factível de ser implementada, o desempenho obtido é bastante inferior ao limites apresentados por Shannon para códigos aleatórios. Com o advento da codificação turbo, tornou-se possível obter resultados de desempenho muito próximos ao limite de Shannon, mantendo-se ainda uma complexidade de codificação e decodificação razoável. A codificação turbo permite aumentar o bloco de codificação, ou de maneira equivalente, o comprimento de restrição, e melhorar as propriedades aleatórias do processo de codificação mantendo, entretanto, um aumento linear da complexidade de decodificação [Hal02]. A principal diferença entre a codificação turbo e a codificação convolucional é que o melhor código turbo não requer uma memória elevada, como na codificação convolucional. Entretanto, a escolha adequada dos códigos concatenados e do entrelaçador são de grande importância no ganho de codificação proporcionado pela codificação turbo [BP99a].

Apesar de suas propriedades únicas, a codificação turbo é na verdade o desenvolvimento natural de dois conceitos bem conhecidos, a codificação concatenada [For66] e a decodificação iterativa [Gal62]. A codificação concatenada foi introduzida por Forney em [For66] e consistia originalmente em concatenar serialmente um código de bloco Reed-Solomon externo a um código convolucional interno, permitindo atingir ganhos de codificação significativos. A codificação concatenada surgiu da possibilidade de aumentar a capacidade de correção dos códigos de FEC através do aumento do bloco de codificação ou do comprimento de restrição. O fato da complexidade de decodificação aumentar exponencialmente com o aumento do bloco de codificação ou do comprimento de restrição motivou o desenvolvimento de uma estrutura de código complexa composta por códigos relativamente simples, permitindo reduzir a complexidade de decodificação e aumentar a capacidade de correção de erros. Na estrutura concatenada, a saída de um codificador é aplicada à entrada de um outro codificador, sendo possível o emprego de mais do que dois codificadores. O primeiro codi-

ficador é chamado de codificador externo e o último é chamado de codificador interno. O código resultante é muito mais complexo que cada um dos códigos componentes. Entretanto, o processo de decodificação se mantém simples, já que é aplicado a cada um dos códigos componentes individualmente, do código interno para o código externo. A estrutura de concatenação é completada com a introdução de um entrelaçador entre os códigos interno e externo para prevenir a ocorrência de propagação de erros entre os decodificadores componentes.

Recentemente, uma grande quantidade de trabalhos tem sido dedicada ao desenvolvimento e à análise de esquemas de decodificação iterativos [BGT93], [BG96], [Val99], [Ree99]. O princípio da decodificação iterativa é de fato o chamado princípio turbo, e consiste no reprocessamento da informação na saída de cada um dos decodificadores empregados no processo de decodificação e na repetição do processo até se obter os índices de desempenho desejados. Para obter completamente as vantagens da decodificação iterativa, os decodificadores devem ter entradas e saídas suaves. Quando um processo de decodificação iterativo é usado, além da informação dada pela seqüência de dados recebida, há também a informação *a priori* (API), também denominada de informação intrínseca, provida pelo processo de decodificação anterior. A informação suave trocada entre os decodificadores, também chamada de informação extrínseca  $L_e(\mathbf{q}_c)$ , é a informação fornecida pelo processo de decodificação levando em consideração a seqüência total de dados recebida e a API de todos os outros sinais, excluindo a API do sinal a ser decodificado. Assim, a  $L_e(\mathbf{q}_c)$  de um processo de decodificação é uma informação estatisticamente independente usada como API do processo seguinte.

O processo de codificação turbo, como proposto originalmente em [BGT93], emprega os chamados códigos convolucionais concatenados em paralelo (PCCC), uma classe relativamente nova de códigos convolucionais. Como mostrado na figura 169, os PCCC são obtidos pela concatenação em paralelo de dois ou mais códigos, gerados por codificadores convolucionais recursivos sistemáticos (RSC) [BGT93], através do uso de entrelaçadores (representados pela

letra grega  $\Pi$ ) entre os codificadores, que permitem que as seqüências codificadas sejam estatisticamente independentes entre si. Assim, ao contrário dos códigos de FEC convencionais, pode-se utilizar essa estrutura para aumentar a distância euclidiana entre as seqüências, sem ocasionar um aumento significativo da complexidade do processo de decodificação, através do aumento da dimensão do entrelaçador. Usualmente ambos os códigos componentes apresentam uma taxa de codificação  $r_c = 0.5$ , gerando um bit sistemático e um bit de paridade para cada bit de entrada. Assim, para que o processo de codificação ofereça uma taxa de codificação total  $r_c = 0.5$ , é necessário que os bits nas saídas dos codificadores sejam puncionados e multiplexados antes de serem transmitidos. Normalmente, a punção é aplicada aos bits de paridade, já que a punção dos bits sistemáticos pode degradar significativamente o desempenho da codificação.

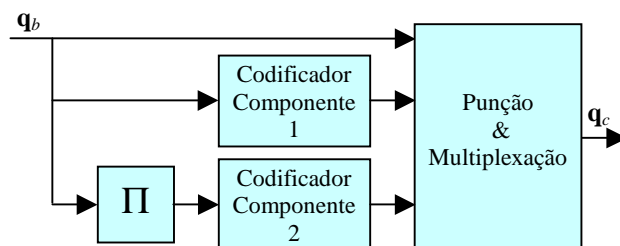


Figura 169: Processo de codificação empregando códigos convolucionais concatenados em paralelo (PCCC)

O processo de decodificação ótima (ML ou MAP) para códigos turbo apresenta uma complexidade proibitiva, devido à necessidade do emprego de entrelaçadores aleatórios, de dimensões elevadas, no processo de codificação [BP99b], [Pet02], [BMD03]. Uma solução bastante eficiente pode ser obtida empregando os métodos iterativos baseados nos algoritmos de MAP BCJR [BCJR74], de Viterbi com saída suave (SOVA) [HH89] ou nas suas variantes [HLY02]. Como apresentado na figura 170, o processo de decodificação turbo iterativo é constituído por dois módulos de decodificação, empregando algoritmos baseados no BCJR ou no SOVA com entradas e saídas suaves, para permitir

a passagem da informação suave (probabilidade suave) entre os decodificadores. Deste modo, é possível obter, uma relação de verossimilhança logarítmica (LLR) que indica, além da estimativa do sinal de dados transmitido, a probabilidade que o sinal tenha sido decodificado corretamente.

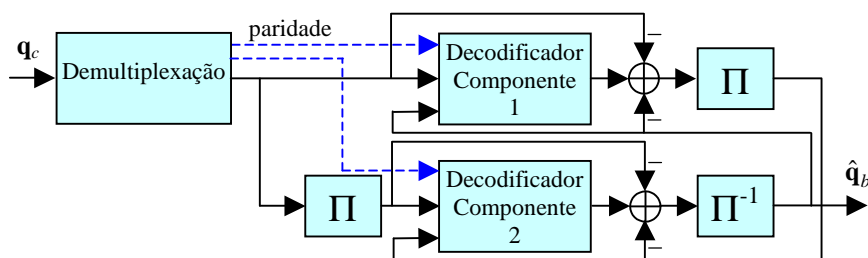


Figura 170: Processo de decodificação turbo iterativa para códigos convolucionais concatenados em paralelo (PCCC)

Uma alternativa possível para melhorar os ganhos de codificação quando são empregados entrelaçadores de dimensão reduzida é apresentada na figura 171. Os chamados códigos convolucionais concatenados em série (SCCC) [BDMP97] utilizam, como o nome sugere, uma estrutura de concatenação em série ao invés de paralela como nos PCCC, e também podem ser decodificados por estruturas iterativas similares às usadas na decodificação dos PCCC. Os SCCC apresentam uma redução mais rápida da taxa de erro de bit, à medida que a dimensão dos entrelaçadores aumenta, além de eliminar o patamar de erro presente nos PCCC [BDMP97]. Todavia, os SCCC são computacionalmente mais complexos que os PCCC e apresentam normalmente um desempenho inferior aos PCCC para SNR baixas [HLY02].

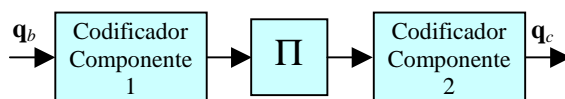


Figura 171: Processo de codificação empregando códigos convolucionais concatenados em série (SCCC)

## 9.2 Introdução a Equalização Turbo

Como mencionado anteriormente, o desenvolvimento de sistemas de comunicação sem fio de alta taxa para canais sujeitos a desvanecimento seletivo em frequência requer o emprego de soluções eficientes para eliminar a ISI. As soluções convencionais envolvem, direta ou indiretamente, os processos de equalização (temporal ou espaço-temporal) e de codificação de canal, os quais são normalmente tratados separadamente. Entretanto, é possível obter uma abordagem unificada, proporcionando ganhos adicionais de desempenho sem um aumento significativo da complexidade, através do emprego do princípio turbo.

A codificação de FEC é usada para reduzir a taxa de erro através da introdução de redundância no processo de transmissão. A maioria das técnicas de FEC foi desenvolvida para corrigir erros aleatórios. Assim, na presença de ISI, os códigos corretores de erro sofrem normalmente uma degradação de desempenho [ZP01]. Com o intuito de reduzir este efeito, pode-se introduzir um processo de equalização de canal antes do processo de decodificação. Utilizando os critérios de ML ou de MAP, é possível obter um esquema ótimo de equalização e de decodificação conjunta através do emprego de uma super-treliça [HLY02]. Entretanto, a complexidade associada é proporcional ao número de estados da super-treliça, que aumenta exponencialmente com a dimensão combinada da memória do canal de propagação e do codificador. Quando o canal apresenta uma memória longa, esta abordagem torna-se impraticável.

Associando o canal de propagação por multipercurso com o processo de codificação, Douillard, Jézéquel e Berrou aplicaram o princípio turbo para processar conjuntamente a equalização de canal e a decodificação de correção de erros [DJB95], oferecendo uma melhora significativa de desempenho e uma redução da complexidade face àquela requerida pela super-treliça. Os canais de propagação sujeitos a desvanecimento seletivo em frequência podem ser modelados como filtros de FIR. Um filtro de FIR é efetivamente um

codificador convolucional de taxa unitária amostrado à taxa de símbolo, onde os símbolos de entrada e saída assumem valores complexos. Assim, o processo de transmissão apresentado em [DJB95], consiste na concatenação em série de um codificador convolucional para FEC com o codificador convolucional associado ao canal de propagação através de um entrelaçador, de forma similar à apresentada na figura 171 para os SCCC. O processo de recepção utiliza um método iterativo, similar ao método empregado na decodificação turbo, composto por um detector e um decodificador, ambos baseados no SOVA [DJB95], para realizar a equalização do canal, considerando que o canal de propagação é perfeitamente conhecido no receptor, e a decodificação dos símbolos fornecidos pelo equalizador, respectivamente. Na figura 172, é apresentado um esquema simplificado do processo de equalização turbo.

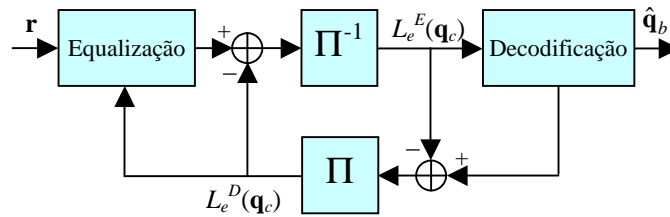


Figura 172: Processo de Equalização Turbo

De maneira similar à codificação turbo, a equalização turbo é baseada na transferência da informação suave entre os processos de equalização e decodificação. O processo de decodificação fornece ao processo de equalização informação *a priori* (API), na forma de informação extrínseca  $L_e(\mathbf{q}_c)$ , que permite obter uma equalização mais efetiva e conseqüentemente uma detecção mais precisa dos símbolos envolvidos no processamento conjunto de equalização e decodificação a cada iteração. Pode-se verificar ainda que a equalização turbo, como originalmente proposta, não requer o emprego de códigos turbo, sendo possível a utilização de qualquer tipo de codificação que possibilite a transferência da informação suave entre os processos de decodificação e equalização.

A informação suave na saída do processo de equalização, por não

passar por um detector de decisão abrupta, oferece uma informação mais detalhada ao processo de decodificação a cada iteração. Como na codificação turbo, as saídas dos processos de equalização e decodificação devem ser subtraídas, como mostrado na figura 172, para que apenas as informações extrínsecas sejam transferidas entre os processos. Após um número suficiente de iterações, a saída suave do processo de decodificação pode ser aplicada a um detector de decisão abrupta, para oferecer uma estimativa do sinal transmitido. As informações extrínsecas  $L_e^E(\mathbf{q}_c)$  e  $L_e^D(\mathbf{q}_c)$ , usadas como API nos processos de decodificação e de equalização, respectivamente, podem ser expressas por LLR [TD01]. Assim, a informação extrínseca, para um dado bit codificado  $q_c(i)$ , pode ser definida genericamente como:

$$L_e(q_c(i)) = \log \frac{p(q_c(i) = 1)}{p(q_c(i) = 0)} \quad (223)$$

Para sistemas utilizando modulações de alta ordem, os processos de equalização e decodificação requerem que a informação extrínseca seja tratada a nível de símbolo e a nível de bit, respectivamente. Assim, dado um alfabeto composto por  $N_\Omega$  símbolos  $b_\Omega = 0, \dots, N_\Omega - 1$ , a informação extrínseca a nível de símbolo  $L_e^E(b(k))$ , fornecida pelo processo de equalização para um dado símbolo  $b(k)$ , pode ser definida como [TD01]:

$$\begin{aligned} L_e^E(b(k)) &= \log \frac{p(b(k) = b_\Omega)}{p(b(k) = 0)} \\ &= \log \frac{\prod_{i=1}^{\log_2(N_\Omega)} p(q_c^k(i) = q_b(i))}{\prod_{i=1}^{\log_2(N_\Omega)} p(q_c^k(i) = 0)} \\ &= \sum_{p/q_b(i)=1} L_e^E(q_c^k(i)) \end{aligned} \quad (224)$$

Onde,  $q_b(i)$  é o  $i$ -ésimo bit de um dado símbolo  $b_\Omega$  e  $q_c^k(i)$  é o  $i$ -ésimo bit do  $k$ -ésimo símbolo  $b(k)$ , ou seja, a  $L_e^E(b(k))$  é a somatória das informações extrínsecas a nível de bit  $L_e^E(q_c^k(i))$  cujos bits são iguais a um. Usando um procedimento semelhante, pode-se converter a  $L_e^D(q_c^k(i))$  em  $L_e^D(b(k))$  [HLY02].



### 9.2.1 Equalização Turbo com Complexidade Reduzida

O trabalho pioneiro proposto por Douillard *et al.* em [DJB95], introduzindo o conceito da equalização turbo, motivou uma série de novas pesquisas na área da equalização. Em [PDG97], foi apresentado um método similar ao apresentado em [DJB95] para sistemas empregando codificação convolucional e modulações BPSK e QPSK e para sistemas de acordo com o padrão GSM (*Global System Mobile*), empregando modulação GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*). Em [BF98], foram comparados vários métodos de equalização turbo, baseados nos algoritmos Log-MAP [BCJR74], [RVH95], Max-Log-MAP [RVH95] e SOVA [HH89], para sistemas empregando modulação QPSK. Em [RZ98], a equalização e a codificação turbo foram tratadas conjuntamente e aplicadas a sistemas modulados em BPSK, oferecendo ganhos adicionais de desempenho. Em [FB99], foi proposto um novo detector de Max-Log-MAP para símbolos não-binários empregando uma LLR baseada em símbolos ao invés de bits. Os resultados apresentados foram obtidos para sistemas empregando modulação 8-PSK. Recentemente, a equalização turbo foi estendida também para sistemas CDMA [WP99], [ARAS99], [Ree00] e para sistemas empregando a codificação espaço-temporal [BNS99], [Ton01], [Ton03].

Os métodos de equalização turbo discutidos a pouco empregam detectores ou equalizadores baseados no algoritmo BCJR, no SOVA e em seus derivados. Entretanto, a complexidade destes detectores, baseados em treliça, aumenta exponencialmente com  $(N_\Omega)^L$ , onde  $N_\Omega$  é o número de símbolos que compõem a constelação de sinais e  $L$  é a dimensão do canal de propagação, inviabilizando a utilização da equalização turbo para modulações de alta ordem e canais com um *delay spread* longo. Além disto, esses algoritmos requerem estimativas dos canais de propagação e seus desempenhos dependem da qualidade destas estimativas. Assim, apesar da grande melhora de desempenho oferecida pelo processo de equalização turbo, é de grande interesse o desenvolvimento de detectores alternativos para reduzir a complexidade do processo de equalização turbo.

Em [GLL97] e [LGL01], Glavieux, Laot e Labat apresentaram um esquema de equalização turbo composto por um equalizador linear e um cancelador de ISI (ISIC), cujos coeficientes são obtidos através do algoritmo LMS, e por um decodificador baseado no SOVA de baixa complexidade apresentado em [BAAF93]. Os equalizadores lineares e os ISIC são filtros de FIR e, portanto, apresentam uma dependência linear da complexidade com a dimensão do canal de propagação, reduzindo assim drasticamente a complexidade face àquela apresentada pelos esquemas de equalização turbo convencionais, sem entretanto comprometer severamente o desempenho. Em [WC99], um esquema semelhante ao apresentado em [GLL97] foi aplicado para canais de gravação magnética, considerando que o canal é perfeitamente conhecido no receptor. Em [TKS02] e [TSK02], foram apresentados alguns esquemas de equalização turbo, englobando os esquemas apresentados em [GLL97] e [TSK02], compostos por equalizadores de entrada e saída suave de MMSE, lineares e não-lineares, baseados em API e por um decodificador baseado no algoritmo BCJR. Os resultados dos métodos propostos foram comparados com o esquema de equalização turbo convencional, mostrando as vantagens da abordagem proposta.

Uma outra classe importante de esquemas alternativos para reduzir a complexidade da etapa de equalização do processo de equalização turbo consiste em empregar, ao invés de esquemas combinados de filtros lineares e canceladores de ISI, esquemas de DFE como proposto em [Bal99], [SSY99], [HTP01], [MS01a], [TD01], [VH01] e [MRST03]. Com o intuito de reduzir a complexidade, o trabalho apresentado em [HTP01] propõem um esquema iterativo de equalização e decodificação conjunta através da realimentação da informação abrupta na saída do decodificador a um DFE. Os resultados são apresentados para um sistema empregando codificação de Reed-Muller e modulação 64-QAM. Em [MS01a], foi apresentado um esquema iterativo de equalização e decodificação de baixa complexidade composto por um DFE e um decodificador de Max-Log-MAP, para um sistema empregando codificação convolucional e modulação 8-PSK. O DFE é modificado para utilizar a informação suave fornecida

pelo decodificador através de um estimador não-linear. Em [VH01], foi apresentado um método de equalização turbo de baixa complexidade baseado na saída abrupta do decodificador como em [MS01a]. Os resultados apresentados para um sistema empregando codificação convolucional e modulação 16-QAM mostram que a redução de desempenho em relação à técnica proposta em [GLL97], baseada na realimentação da saída suave do processo de decodificação, é muito pequena ( $< 0.25$  dB).

Assim, em função das conclusões apresentadas em [VH01] e com o intuito de obter um esquema conjunto de equalização e decodificação de baixa complexidade, neste presente trabalho é empregado um esquema baseado nas abordagens apresentadas em [VH01] e [MS01a], denominado aqui de equalização de decisão realimentada e codificação conjunta iterativa (IJDFEC).

### 9.3 Equalização de Decisão Realimentada e Codificação Conjunta Iterativa

Os recentes trabalhos na área da equalização turbo apontam para o desenvolvimento de esquemas iterativos de equalização e decodificação conjunta baseados na realimentação da informação suave, na forma de informação extrínseca, entre decodificador e equalizador. Entretanto, devido à alta complexidade dos equalizadores e decodificadores de entrada e saída suave baseados em algoritmos de treliça, requeridos para a correta transferência da informação extrínseca, torna-se necessário a busca por métodos alternativos de baixa complexidade.

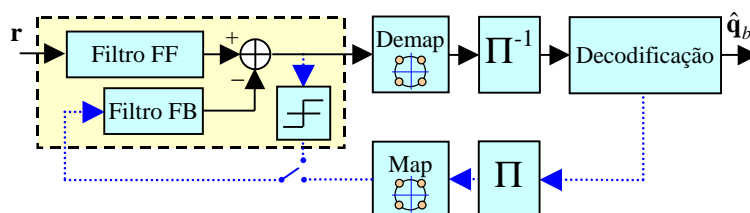


Figura 173: Equalização de Decisão Realimentada e Codificação Conjunta Iterativa (IJDFEC)

Um destes métodos alternativos, denominado aqui de equalização de decisão realimentada e codificação conjunta iterativa (IJDFEC), consiste, como mostrado na figura 173, em utilizar um DFE e um decodificador de saída abrupta, conectados por meio de desentrelaçadores e entrelaçadores, representados respectivamente pelos blocos  $\Pi^{-1}$  e  $\Pi$ , além de conversores de símbolos em bits e de bits em símbolos, representados respectivamente pelos blocos De-map e Map. Os resultados apresentados em [VH01] mostram que o esquema de IJDFEC não oferece uma perda de desempenho significativa em relação ao método proposto por [GLL97] quando é empregado um decodificador baseado no SOVA com saída abrupta. Além disto, como a informação na saída do decodificador pode ser do tipo abrupta, é possível o emprego de decodificadores mais simples, como o conhecido decodificador de Viterbi [Pro95] para sistemas empregando codificação convolucional ou qualquer método de decodificação convencional [ZP01], [Skl88] para sistemas empregando codificação em bloco.

### 9.3.1 Modelo para a Equalização de Decisão Realimentada e Codificação Conjunta Iterativa em Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência

Considera-se um sistema de comunicação sem fio empregando modulação QPSK e submetido a um canal de propagação com desvanecimento seletivo em frequência, cujos os coeficientes, de acordo com a hipótese quase estática, são constantes durante a transmissão de um quadro.

No processo de transmissão, o *stream* de bits de informação a ser transmitido  $\mathbf{q}_b = [q_b(1), \dots, q_b(N_b)]^T$ , onde  $q_b(i) \in \{1, 0\}$  e  $N_b$  é a quantidade total de bits de informação, é primeiramente submetido a um método de codificação convencional (por exemplo, a codificação de bloco ou convolucional), resultando num *stream* de bit codificados  $\mathbf{q}_c = [q_c(1), \dots, q_c(N_c)]^T$ , onde  $q_c(i) \in \{1, 0\}$  e  $N_c$  é a quantidade de bits codificados. Em seguida, o *stream* codificado é aplicado a um processo de entrelaçamento em bloco (o entrelaçador é

preenchido coluna à coluna e a saída é obtida linha à linha) [LM98], resultando no *stream*  $\mathbf{q}_e = \Pi(\mathbf{q}_c)$ , onde  $\Pi$  representa a operação de entrelaçamento em bloco. Após o entrelaçamento, os bits codificados e entrelaçados são mapeados nos símbolos complexos  $b^I(k) + j \cdot b^Q(k)$  que compõem a constelação QPSK, onde  $b^I(k)$  e  $b^Q(k) \in \{+1, -1\}$ , resultando no quadro  $\mathbf{b} = [b(1), \dots, b(N_s)]^T$ , onde  $N_s$  é o número de símbolos por quadro. Finalmente, o quadro é modulado e transmitido.

No processo de recepção, é utilizado o método de IJDFEC para realizar os processos de equalização e decodificação conjuntamente. Assim, o sinal recebido em banda base na saída do filtro de recepção,  $\mathbf{r} = [r(1), \dots, r(N_s + L - 1)]^T$ , onde  $L$  é a dimensão do canal de propagação, resultante da distorção do sinal transmitido pelo canal de propagação e pelo ruído, é primeiramente submetido a um DFE convencional, cujos coeficientes são obtidos pelo método DFE-RLS, como descrito no capítulo 3. O sinal na saída do subfiltro de alimentação direta do DFE é aplicado ao subfiltro de realimentação através de um detector de decisão abrupta, enquanto que o sinal resultante do processo de equalização é composto pelas estimativas suaves dos símbolos transmitidos, já que não é aplicado a nenhum decisor abrupto. Em seguida, os símbolos equalizados são convertidos em bits, desentrelaçados (o desentrelaçador é preenchido linha à linha e a saída é obtida coluna à coluna) e aplicados ao decodificador, permitindo obter uma estimativa abrupta dos bits codificados e dos bits de informação originalmente transmitidos.

No caso da utilização da codificação convolucional, o processo de conversão pode ser feito através de um conversor suave para possibilitar a utilização de um decodificador de Viterbi de decisão suave. O conversor suave permite converter os símbolos equalizados em bits contendo informação suave [TD01], [PDG97], [HLY02]. Para os sistemas modulados em BPSK e QPSK, a conversão suave é imediata. No primeiro caso, ela é obtida através do mapeamento direto dos símbolos na saída do processo de equalização em bits com informação suave. Enquanto que no segundo caso, ela é obtida pela separação das

componentes em fase e em quadratura dos símbolos na saída do processo de equalização em dois *substreams* de bits com informação suave e pela multiplexação dos *substreams* resultantes. Como mostrado no próximo capítulo, para sistemas W-CDMA empregando CSTBC, a utilização do processo de decodificação de decisão suave possibilita a obtenção de ganhos adicionais de desempenho.

As estimativas dos bits de informação codificados ou a recodificação das estimativas dos bits de informação originais, fornecidas pelo processo de decodificação, podem ser utilizadas como API para o processo de equalização na forma de símbolos realimentados, possibilitando assim, iniciar um processo iterativo de equalização e decodificação conjunta. Como as estimativas oferecidas pelo processo de decodificação tendem a ser mais precisas que aquelas oferecidas pelo processo de equalização, pode-se utilizá-las, através da aplicação do mesmo processo de entrelaçamento empregado na transmissão e do mapeamento dos bits em QPSK, para substituir os símbolos a serem aplicados ao subfiltro de realimentação fornecidos pelo detector de decisão abrupta. Deste modo, repetindo o processo de DFE com as novas estimativas dos símbolos realimentados, é possível melhorar o desempenho do processo de equalização e conseqüentemente do processo de decodificação a cada iteração ( $N_{itt}$ ). O processo pode ser repetido até atingir o nível de desempenho desejado (caso isto seja possível), limitado ao desempenho de um sistema codificado empregando um DFE com realimentação perfeita dos símbolos.

## 9.4 Resumo do Capítulo e Principais Comentários

Neste capítulo, foram introduzidos alguns conceitos básicos das técnicas de FEC. As técnicas de FEC são bastante empregadas nos sistemas de comunicação sem fio comerciais para melhorar a robustez do sistema através da correção de erros causados pelo canal de propagação, possibilitando uma redução da quantidade de retransmissões e um aumento do *throughput*. Neste contexto, foram discutidos alguns aspectos fundamentais dos métodos de codificação de bloco, convolucional e turbo.

Em seguida, os conceitos apresentados sobre a codificação turbo foram generalizados para descrever o chamado princípio turbo. O princípio turbo está relacionado a um processo iterativo baseado em informação suave, que é a razão principal do notável desempenho da codificação turbo. Deste modo, o princípio turbo é muito mais abrangente do que a codificação turbo, podendo ser aplicado com sucesso a vários outros problemas de detecção e decodificação, como por exemplo, à equalização. Assim, foram também revistos neste capítulo, alguns dos principais conceitos da equalização turbo, além da descrição de uma estrutura de equalização e decodificação conjunta iterativa de baixa complexidade.

# 10 ESTRUTURAS TURBO DE CODIFICAÇÃO ESPAÇO-TEMPORAL EM BLOCO COM COMPLEXIDADE REDUZIDA PARA SISTEMAS W-CDMA

Neste capítulo, são apresentadas novas técnicas de CSTBC, baseadas no método de equalização e decodificação conjunta IJDFEC, denominadas genericamente de CSTBC-IJDFEC, para sistemas W-CDMA codificados (FEC) sujeitos a canais com desvanecimento seletivo em frequência. A aplicação da CSTBC para canais com desvanecimento seletivo em frequência normalmente requer a utilização de alguma forma de equalização para suprimir os vários tipos de interferência (ISI, IAI e MAI) que reduzem o desempenho do sistema. O método de IJDFEC, apresentado no capítulo 9, é um método iterativo de baixa complexidade bastante eficiente que permite realizar conjuntamente os processos de equalização e decodificação de canal e melhorar significativamente o desempenho do sistema quando associado a CSTBC.

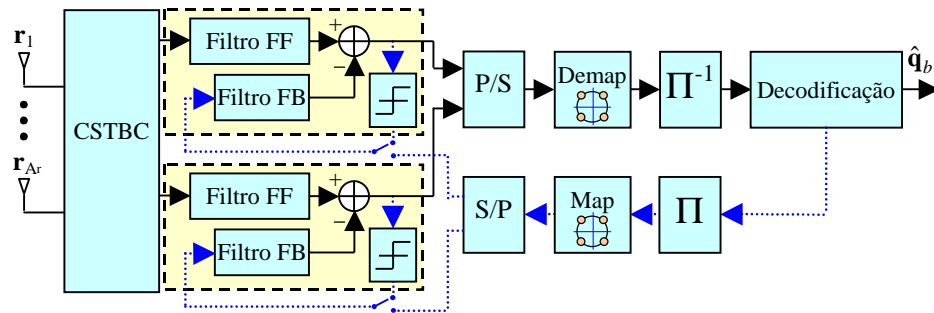


Figura 174: CSTBC-IJDFEC (SimbEq)



O método de IJDFEC, assim como alguns dos métodos apresentados no capítulo 8, pode ser aplicado a nível de símbolo e a nível de chip à CSTBC. A aplicação do método de IJDFEC a nível de símbolo, mostrado na figura 174, permite que o processo de equalização desempenhe conjuntamente as funções de equalização e desespalhamento espectral quando são empregados códigos de embaralhamento curtos. Enquanto que a aplicação do método de IJDFEC a nível de chip, mostrado na figura 175, assume que os processos de equalização e desespalhamento espectral são tratados separadamente, permitindo assim, o emprego de códigos de embaralhamento longos.

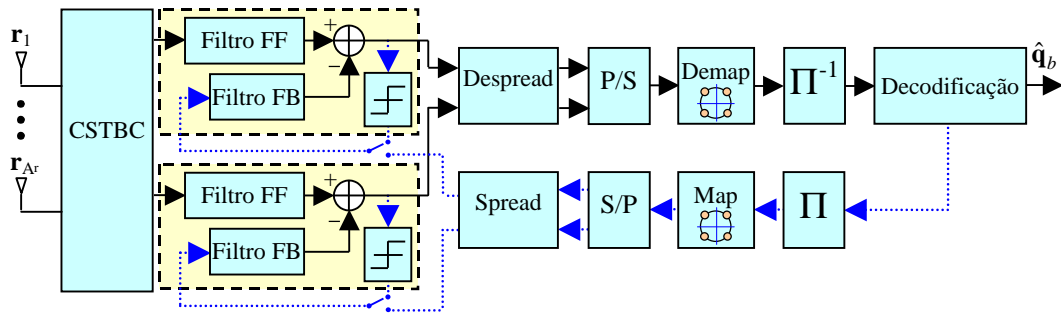


Figura 175: CSTBC-IJDFEC (ChipEq)

Na próxima seção, são apresentados os métodos propostos, resultantes da associação das técnicas de CSTBC e IJDFEC, para sistemas W-CDMA codificados empregando códigos de embaralhamento curtos e longos, sujeitos a canais de propagação com desvanecimento seletivo em frequência. Por simplicidade, os métodos apresentados são baseados apenas na associação do método de IJDFEC aos métodos de CSTBC-DFE-RLS-EPCCE e CSTBC-DFE-RLS-EPCICE, dando origem aos métodos CSTBC-IJDFEC-EPCCE e CSTBC-IJDFEC-EPCICE, respectivamente, embora seja possível estender a aplicação do método de equalização e decodificação conjunta IJDFEC a outros métodos de codificação espaço-temporal em bloco.

## 10.1 Modelo para Sistemas W-CDMA em Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência

Considera-se o *downlink* de um sistema W-CDMA de múltiplas antenas, composto por  $N_w$  canais físicos dedicados (DPCH), cada um codificado pelos métodos convencionais de FEC (codificação de bloco ou convolucional). Os DPCH são associados a  $M$  usuários distintos, cada um empregando modulação QPSK. O processo de espalhamento espectral é composto por duas etapas, a primeira utiliza códigos de canalização curtos ortogonais e a segunda emprega códigos de embaralhamento curtos ou longos.

Assim como no capítulo 8, assume-se, sem perda de generalidade, que a ERB emprega duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e que cada EM usa uma ou duas antenas de recepção ( $A_r = 1$  ou  $2$ ), ambas utilizando antenas suficientemente afastadas para assumir que os sinais transmitidos sofrem desvanecimentos independentes [Lee98], [YKT91].

No processo de transmissão, o *stream* de bits de informação de cada DPCH a ser transmitido  $\mathbf{q}_{b,w} = [q_{b,w}(1), \dots, q_{b,w}(N_b)]^T$ , onde  $N_b$  é a quantidade total de bits de informação transmitida, é primeiramente codificado por um método convencional de FEC, resultando num *stream* de bits codificados  $\mathbf{q}_{c,w} = [q_{c,w}(1), \dots, q_{c,w}(N_c)]^T$ , onde  $N_c$  é a quantidade de bits codificados. Em seguida, o *stream* codificado é aplicado a um entrelaçador em bloco [LM98] de dimensão  $\pi_l \times \pi_c$ , resultando no *stream*  $\mathbf{q}_{e,w} = \Pi(\mathbf{q}_{c,w})$ , onde  $\Pi$  representa a operação de entrelaçamento em bloco. Após o entrelaçamento, os bits codificados e entrelaçados são mapeados em QPSK, resultando no *stream*  $\mathbf{b}_w = [b_w(1), \dots, b_w(N_s)]^T$ , onde  $N_s$  é a quantidade de símbolos de informação codificada transmitida. Após o mapeamento, os símbolos são divididos em dois *substreams*  $\mathbf{b}_{1,w}$  e  $\mathbf{b}_{2,w}$  e cada *substream* é espalhado espectralmente, de acordo com o processo apresentado no capítulo 8, resultando nos *substreams*  $\mathbf{d}_1$  e  $\mathbf{d}_2$ . Os *substreams* resultantes são, então, submetidos ao processo de CSTBC, modulados, filtrados e transmitidos pelas antenas de transmissão 1 e 2, respectivamente.

Representando os elementos que compõem o *substream*  $\mathbf{d}_i = [d_i(1), \dots, d_i(N_{cb})]^T$ , transmitidos pela  $i$ -ésima antena de transmissão ( $i = 1, 2$ ), por:

$$d_i(n) = \sum_{w=0}^{N_w-1} \sqrt{\gamma_i^w} \sum_{k=0}^{N_{sb}-1} b_{i,w}(k) \sum_{g=0}^{G-1} W_w(g) \cdot c(g) \cdot \delta(n - g - kG) \quad (225)$$

Onde,

$\gamma_i^w$  é a potência do sinal transmitido no  $w$ -ésimo canal ortogonal de transmissão pela  $i$ -ésima antena de transmissão

$G$  é o ganho de processamento

$W_w(g)$  é o  $g$ -ésimo chip da sequência de canalização normalizada do  $w$ -ésimo canal ortogonal de transmissão

$c(g)$  é o  $g$ -ésimo chip da sequência complexa de embaralhamento normalizada, específica da ERB analisada

$N_w$  é o número de canais ortogonais de transmissão

$N_{sb}$  é o número de símbolos transmitido em cada um dos blocos, resultantes da CSTBC, que compõem um *substream*

$N_{cb}$  é o número de chips em cada bloco que compõem um *substream*

Considerando agora as hipóteses usadas no capítulo 8, para canais com desvanecimento seletivo em frequência, é possível obter uma representação em tempo-discreto dos sinais em banda-base recebidos nos intervalos de bloco 1 e 2, para o caso de um receptor empregando apenas uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ), através da seguinte notação vetorial (vide (200)):

$$\begin{bmatrix} \mathbf{r}_1^1 \\ \mathbf{r}_1^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_1 & \mathbf{d}_2 \\ -\mathbf{\Gamma}_{N_{cb}} \cdot \mathbf{d}_2^* & \mathbf{\Gamma}_{N_{cb}} \cdot \mathbf{d}_1^* \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \mathbf{p}_{1,1} \\ \mathbf{p}_{2,1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1^1 \\ \mathbf{v}_1^2 \end{bmatrix} \quad (226)$$

Onde,

$\mathbf{r}_j^{block} = [r_j^{block}(1), \dots, r_j^{block}(N_{cb} + L_c - 1)]^T$  é o vetor de sinais recebido pela  $j$ -ésima antena de recepção no intervalo de bloco  $block$

$\mathbf{p}_{i,j} = [p_{i,j}(0), \dots, p_{i,j}(L_c - 1)]^T$  representa o vetor de canal, incluindo os efeitos da filtragem de transmissão e de recepção, correspondente a  $i$ -ésima antena de transmissão e a  $j$ -ésima antena de recepção

$\mathbf{v}_j^{block}$  é o vetor de ruído

$L_c$  é a dimensão em chips do vetor de canal de propagação

$\mathbf{\Gamma}_{N_{cb}}$  é a matriz de permutação antidiagonal ( $N_{cb} \times N_{cb}$ )

Enquanto que, para um receptor empregando duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ), os sinais recebidos nos intervalos de bloco 1 e 2 podem ser representados por (vide (201)):

$$\begin{bmatrix} \mathbf{r}_1^1 \\ \mathbf{r}_1^2 \\ \mathbf{r}_2^1 \\ \mathbf{r}_2^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_1 & \mathbf{d}_2 & \mathbf{0} \\ -\mathbf{\Gamma}_{N_{cb}} \cdot \mathbf{d}_2^* & \mathbf{\Gamma}_{N_{cb}} \cdot \mathbf{d}_1^* & \\ & \mathbf{d}_1 & \mathbf{d}_2 \\ \mathbf{0} & -\mathbf{\Gamma}_{N_{cb}} \cdot \mathbf{d}_2^* & \mathbf{\Gamma}_{N_{cb}} \cdot \mathbf{d}_1^* \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \mathbf{p}_{1,1} \\ \mathbf{p}_{2,1} \\ \mathbf{p}_{1,2} \\ \mathbf{p}_{2,2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1^1 \\ \mathbf{v}_1^2 \\ \mathbf{v}_2^1 \\ \mathbf{v}_2^2 \end{bmatrix} \quad (227)$$

Devido as características do esquema de transmissão utilizado e do canal de propagação por multipercurso, os sinais recebidos nas antenas de recepção apresentam ISI, IAI e MAI. Os métodos de codificação espaço-temporal em bloco CSTBC-DFE-RLS-EPC e CSTBC-DFE-RLS-EPCCE, podem ser associados ao método de equalização e decodificação conjunta IJDFEC dando origem aos métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE, respectivamente, para reduzir os efeitos das interferências e melhorar o desempenho do sistema.

Sejam  $\tilde{\mathbf{r}}_1^1 \triangleq \mathbf{r}_1^1$  e  $\tilde{\mathbf{r}}_1^2 \triangleq \mathbf{\Gamma}_{N_{cb}+L_c-1} \cdot \mathbf{r}_1^{2*}$ . Os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE podem ser aplicados, combinando  $\tilde{\mathbf{r}}_1^1$  e  $\tilde{\mathbf{r}}_1^2$  através da estimativa perfeita ou baseada em treinamento dos canais de

desvanecimento, respectivamente, para obter as versões desacopladas  $\mathbf{y}_1$  e  $\mathbf{y}_2$  dos *streams*  $\mathbf{d}_1$  e  $\mathbf{d}_2$  (vide (202) e (203)). Assim, para obter o *stream*  $\mathbf{y}_1$ , pode-se combinar os *streams* modificados  $\tilde{\mathbf{r}}_1^1$  e  $\tilde{\mathbf{r}}_1^2$  recebidos nos blocos 1 e 2, respectivamente, como apresentado a seguir:

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{\Gamma}_{L_c} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{1,1}^* * \tilde{\mathbf{r}}_1^1 + \hat{\mathbf{p}}_{2,1} * \tilde{\mathbf{r}}_1^2 \quad (228)$$

De maneira similar, pode-se obter o *stream*  $\mathbf{y}_2$  por:

$$\mathbf{y}_2 = \mathbf{\Gamma}_{L_c} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{2,1}^* * \tilde{\mathbf{r}}_1^1 - \hat{\mathbf{p}}_{1,1} * \tilde{\mathbf{r}}_1^2 \quad (229)$$

Onde,

$\hat{\mathbf{p}}_{i,j}$  é a estimativa do canal a partir da  $i$ -ésima antena de transmissão para a  $j$ -ésima antena de recepção

Para um receptor empregando duas antenas de recepção, pode-se obter o *stream*  $\mathbf{y}_1$  por (vide (204)):

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{\Gamma}_{L_c} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{1,1}^* * \tilde{\mathbf{r}}_1^1 + \hat{\mathbf{p}}_{2,1} * \tilde{\mathbf{r}}_1^2 + \mathbf{\Gamma}_{L_c} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{1,2}^* * \tilde{\mathbf{r}}_2^1 + \hat{\mathbf{p}}_{2,2} * \tilde{\mathbf{r}}_2^2 \quad (230)$$

E pode-se obter o *stream*  $\mathbf{y}_2$  por (vide (205)):

$$\mathbf{y}_2 = \mathbf{\Gamma}_{L_c} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{2,1}^* * \tilde{\mathbf{r}}_1^1 - \hat{\mathbf{p}}_{1,1} * \tilde{\mathbf{r}}_1^2 + \mathbf{\Gamma}_{L_c} \cdot \hat{\mathbf{p}}_{2,2}^* * \tilde{\mathbf{r}}_2^1 - \hat{\mathbf{p}}_{1,2} * \tilde{\mathbf{r}}_2^2 \quad (231)$$

Onde,

$$\tilde{\mathbf{r}}_2^1 \triangleq \mathbf{r}_2^1$$

$$\tilde{\mathbf{r}}_2^2 \triangleq \mathbf{\Gamma}_{N_{cb}+L_c-1} \cdot \mathbf{r}_2^{2*}$$

Após a determinação dos *substreams*  $\mathbf{y}_1$  e  $\mathbf{y}_2$ , os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE iniciam um processo iterativo de equalização e decodificação conjunta, associada ao processo de espalhamento espectral, para reduzir os efeitos das distorções presentes no sinal.

Primeiramente, usando a figura 175 como referência, os *substreams*  $\mathbf{y}_1$  e  $\mathbf{y}_2$  são aplicados a um processo de DFE para obter as estimativas dos *substreams* de chips transmitidos,  $\hat{\mathbf{d}}_1$  e  $\hat{\mathbf{d}}_2$ . Nesta primeira etapa, as estimativas dos chips equalizados na saída do DFE são aplicadas ao filtro de realimentação através de um detector de decisão abrupta. Deste modo, representando o vetor de entrada do processo de DFE do *substream*  $\mathbf{y}_i$  como:

$$\tilde{\mathbf{y}}_i(n) = [\tilde{\mathbf{y}}_{ff,i}^T(n) \mid \tilde{\mathbf{y}}_{fb,i}^T(n)]^T, \quad i = 1, 2 \quad (232)$$

Onde,

$\tilde{\mathbf{y}}_{ff,i}(n) = [y_i(n), \dots, \dots, y_i(n - N_{ff} + 1)]^T$  é o vetor de entrada do subfiltro de alimentação direta ( $N_{ff} \times 1$ ), no instante  $n$

$\tilde{\mathbf{y}}_{fb,i}(n) = [\hat{d}_i(n - \Delta - 1), \dots, \hat{d}_i(n - \Delta - N_{fb})]^T$  é o vetor de entrada do subfiltro de realimentação ( $N_{fb} \times 1$ ), no instante  $n$

$N_{ff,i}$  é o número de coeficientes do subfiltro de alimentação direta

$N_{fb,i}$  é o número de coeficientes do subfiltro de realimentação

$\hat{d}_i(n)$  é a estimativa do chip transmitido pelo *substream*  $\hat{\mathbf{d}}_i$ , no instante  $n$

$\Delta$  é o atraso aplicado ao sinal realimentado

E representando o vetor de coeficientes do processo de equalização do *substream*  $\mathbf{y}_i$ , como:

$$\mathbf{w}_i = [\mathbf{w}_{ff,i}^T \mid \mathbf{w}_{fb,i}^T]^T \quad (233)$$

Onde,

$\mathbf{w}_{ff,i} = [w_1^{ff,i}, \dots, w_{N_{ff}}^{ff,i}]^T$  é o subfiltro de alimentação direta ( $N_{ff} \times 1$ )

$\mathbf{w}_{fb,i} = [w_1^{fb,i}, \dots, w_{N_{fb}}^{fb,i}]^T$  é o subfiltro de realimentação ( $N_{fb} \times 1$ )

Pode-se obter uma estimativa dos chips transmitidos nos *substreams*  $\hat{\mathbf{d}}_1$  e  $\hat{\mathbf{d}}_2$ , através de:

$$\hat{d}_i(n) = \mathbf{w}_i^T \cdot \tilde{\mathbf{y}}_i(n) = \tilde{\mathbf{y}}_i(n)^T \cdot \mathbf{w}_i \quad (234)$$

Após o processo de equalização,  $\hat{\mathbf{d}}_1$  e  $\hat{\mathbf{d}}_2$  são submetidos ao processo de desespalhamento espectral para obter respectivamente as estimativas  $\hat{b}_{1,w}(k)$  e  $\hat{b}_{2,w}(k)$  referentes aos *substreams* 1 e 2 do canal  $w$ , como se mostra a seguir:

$$\hat{b}_{i,w}(k) = \sum_{g=0}^{G-1} \hat{d}_i(g + k \cdot G) \cdot W_w(g) \cdot c(g) \quad (235)$$

Assim como no capítulo 8, para sistemas W-CDMA empregando códigos de canalização e embaralhamento curtos, pode-se aplicar o processo de equalização a nível de símbolo (SimbEq), ou seja, processar  $\mathbf{y}_1$  e  $\mathbf{y}_2$  símbolo a símbolo, permitindo a unificação dos processos de equalização e desespalhamento espectral, como mostrado na figura 174.

Em seguida, os símbolos  $\hat{b}_{1,w}(k)$  e  $\hat{b}_{2,w}(k)$  pertencentes aos *substreams*  $\hat{\mathbf{b}}_{1,w}$  e  $\hat{\mathbf{b}}_{2,w}$ , respectivamente, são demultiplexados num único *stream*  $\hat{\mathbf{b}}$ , mapeados em bits, através de um conversor abrupto ou suave (dependendo do decodificador), que são desentrelaçados e decodificados, resultando no *stream* de bits  $\hat{\mathbf{q}}_{b,w}$ . Como mostrado nas figuras 174 e 175, o *stream*  $\hat{\mathbf{q}}_{b,w}$  ou sua versão codificada  $\hat{\mathbf{q}}_{c,w}$ , quando fornecida pelo decodificador, podem ser aplicadas, após serem devidamente processadas, ao filtro de realimentação do DFE iterativamente, substituindo o sinal fornecido pelo detector de decisão abrupta, permitindo uma melhora significativa do desempenho a cada iteração.

Como apresentado nas simulações a seguir, a CSTBC-IJDFEC-EPCCE também pode utilizar o esquema de estimativa de canal iterativa (ICE) apresentado no capítulo 7 para melhorar a decodificação espaço-temporal a cada iteração, resultando no método de CSTBC-IJDFEC-EPCICE.

## 10.2 Resultados de Simulação

Nesta seção, é investigado o desempenho dos métodos de CSTBC propostos neste capítulo, baseados no método iterativo de equalização e decodificação conjunta IJDFEC, para o *downlink* de um sistema W-CDMA síncrono de múltiplas antenas com codificação de FEC, sujeito a canais de propagação com desvanecimento seletivo em frequência. As simulações são desenvolvidas em função da  $SNR$  para um número diferente de antenas de recepção ( $A_r$ ), de símbolos de treinamento por antena de transmissão ( $N_t$ ), de iterações ( $N_{itt}$ ), utilizadas no processo iterativo de equalização e decodificação conjunta, e para diferentes códigos de FEC (Convolutacional e BCH).

A ERB é dotada de um arranjo de antenas composto por duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e são analisados os casos em que cada EM emprega uma ( $A_r = 1$ ) e duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ). Considera-se que tanto as antenas da ERB como das EM estão suficientemente espaçadas para garantir que os sinais recebidos pelas antenas de recepção sejam não-correlacionados.

O sistema analisado utiliza 4 DPCH ( $N_w = 4$ ) por célula, cada um associado a um usuário específico. Os *streams* de bits transmitidos em cada DPCH são compostos por aproximadamente 1000 bits ( $N_b \approx 1000$ ). O número exato de bits é determinado automaticamente no ambiente de simulação em função dos processos de codificação de FEC, de entrelaçamento e de codificação espaço-temporal, já que o número de bits codificados deve ser múltiplo do número de antenas de transmissão ( $A_t$ ) e do número de símbolos da constelação de sinais ( $N_\Omega$ ) para permitir o perfeito ajuste do número de símbolos num quadro. O processo de FEC analisado se restringe aos códigos BCH (63,30) e (63,18) [ZP01] e convolucionais com polinômios geradores (2,1,3) e (7,7,5). O processo de entrelaçamento emprega um entrelaçador em bloco  $N_l \times N_c$  ( $324 \times 7$  e  $504 \times 7$  para códigos BCH (63,30) e (63,18), respectivamente, e  $251 \times 12$  para códigos convolucionais). Os bits codificados e entrelaçados são então divididos em dois *substreams* de aproximadamente 250 símbolos mapeados em QPSK ( $N_{sb} \approx 250$ ). Os resultados apresentados são obtidos avaliando 2000 quadros



( $N_{fr} = 2000$ ) para o caso de uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ) e 2500 quadros ( $N_{fr} = 2500$ ) para o caso de duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ).

As análises para sistemas W-CDMA empregando códigos de embaralhamento curtos, consideram a utilização do processo de equalização a nível de símbolo, possibilitando desempenhar a equalização e o desespalhamento espectral conjuntamente. Enquanto que as análises para sistemas W-CDMA empregando códigos de embaralhamento longos, consideram a utilização do processo de equalização a nível de chip, desempenhando separadamente a equalização e o desespalhamento espectral.

O processo de espalhamento espectral é realizado pela aplicação dos códigos ortogonais de canalização, específicos de cada DPCH ( $W_w$ ), e do código de embaralhamento complexo, específico da ERB ( $c$ ). O processo de canalização é feito através da utilização de códigos de Walsh ( $G = 8$ ). O processo de embaralhamento empregando códigos curtos utiliza códigos de Gold ( $G = 7$ ), onde um chip é adicionado ao final do código para permitir um ajuste perfeito entre a duração dos códigos de canalização e de embaralhamento ( $G = 8$ ). Enquanto que o processo de embaralhamento empregando códigos longos utiliza códigos aleatórios ( $G = 8$ ) com período de repetição igual à duração de um quadro.

Assume-se durante as simulações, que o canal de propagação é fixo durante a duração de um quadro (abordagem quase estática) e pode ser representado por um filtro de FIR. Para as análises dos sistemas empregando códigos de embaralhamento curtos, considera-se que o filtro de canal tem dimensão 7 ( $L_c = 7$ ). Enquanto que, para as análises dos sistemas empregando códigos de embaralhamento longos, a dimensão do filtro de canal é 17 ( $L_c = 17$ ). A cada quadro transmitido, é gerado um novo canal de propagação, composto por 3 componentes de multipercurso independentes, cujas envoltórias e fases apresentam distribuições de Rayleigh e uniforme, respectivamente. Cada componente de multipercurso é alocado aleatoriamente num dos coeficientes do filtro de FIR que representa o canal.

### 10.2.1 CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE usando Códigos Curtos para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência

Nesta subseção, são apresentados os resultados de simulação aplicando os métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE, para canais com desvanecimento seletivo em frequência, ao *downlink* de um sistema W-CDMA síncrono empregando códigos curtos.

O processo de equalização é feito a nível de símbolo (SimbEq) e emprega subfiltros de alimentação direta com dimensão  $1X_s$  ( $1 \cdot G$ ) e subfiltros de realimentação com dimensão unitária. Os coeficientes dos subfiltros são determinados através do algoritmo DFE-RLS. O processo de estimativa dos canais de propagação, obtido pelo algoritmo RLS, é feito a nível de chip e considera que a dimensão dos filtros empregados é igual à dimensão máxima dos canais de propagação. Os fatores de esquecimento dos algoritmos DFE-RLS e RLS são iguais a 1 ( $\lambda_{df-rls} = 1$  e  $\lambda_{rls} = 1$ ).

Nas figuras 176, 177 e 178, são apresentados os desempenhos dos métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE empregando codificação convolucional com polinômios geradores (2,1,3), para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ). Os resultados são apresentados em função da  $SNR$ , do número de iterações ( $N_{itt}$ ) e do tipo de decisor empregado pelo decodificador (abrupto ou suave), considerando a utilização de 25 símbolos de treinamento por antena de transmissão (aproximadamente 10% do total de símbolos transmitidos por quadro de dados).

Na figura 176, o processo de decodificação é realizado por um decodificador de Viterbi de decisão suave [ZP01]. Pode-se verificar que após 1 iteração ( $N_{itt} = 1$ ), ambos os métodos oferecem um ganho de desempenho de aproximadamente 2.5 dB para uma  $BER = 5 \cdot 10^{-5}$  em relação aos métodos convencionais, baseados em equalização e decodificação separadas. Após 3 iterações ( $N_{itt} = 3$ ), o desempenho obtido pelos dois métodos atinge os limites estabelecidos pelo emprego de um DFE com realimentação ideal (CSTBC-IJDFEC-EPC (ideal) e

CSTBC-IJDFEC-EPCCE (ideal)). Entretanto, o método de CSTBC-IJDFEC-EPC oferece um ganho de aproximadamente 1.5 dB para uma  $BER = 1 \cdot 10^{-5}$ , em relação ao método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE, devido a utilização de estimativas ideais dos canais de propagação. Nota-se ainda que os ganhos de desempenho obtidos após uma iteração ( $N_{itt} = 1$ ) são bastante reduzidos.

Na figura 177, o processo de decodificação é realizado por um decodificador de Viterbi de decisão abrupta. Pode-se verificar que após 3 iterações ( $N_{itt} = 3$ ), o desempenho obtido é muito próximo dos limites estabelecidos pelos métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC (ideal) e de CSTBC-IJDFEC-EPCCE (ideal). Assim como no caso do decodificador de decisão suave, os ganhos de desempenho obtidos após uma iteração ( $N_{itt} = 1$ ) são bastante reduzidos.

Na figura 178, é apresentada uma comparação de desempenho entre os métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC e de CSTBC-IJDFEC-EPCCE empregando decodificação de Viterbi de decisão abrupta e suave. Pode-se verificar que após 3 iterações ( $N_{itt} = 3$ ), o ganho de desempenho oferecido pelo emprego do decisor suave é de aproximadamente 5 dB para uma  $BER = 3 \cdot 10^{-4}$ .

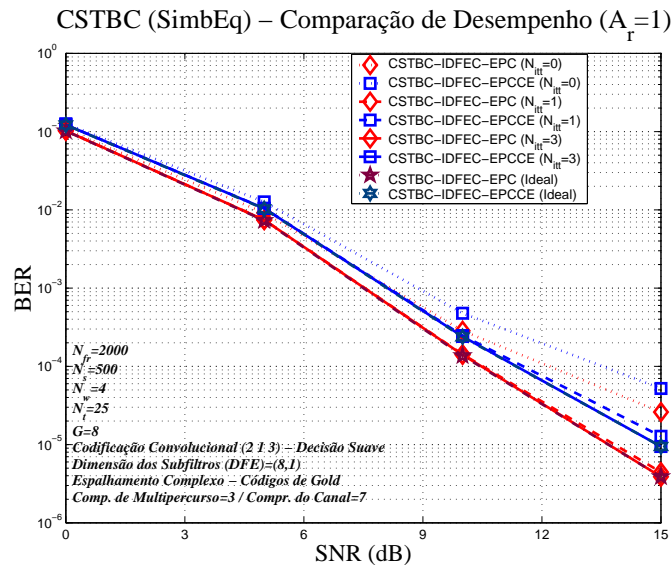


Figura 176: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE (SimbEq) com codificação convolutiva ((2,1,3) - Viterbi de decisão suave), em função da  $SNR$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 7$ )

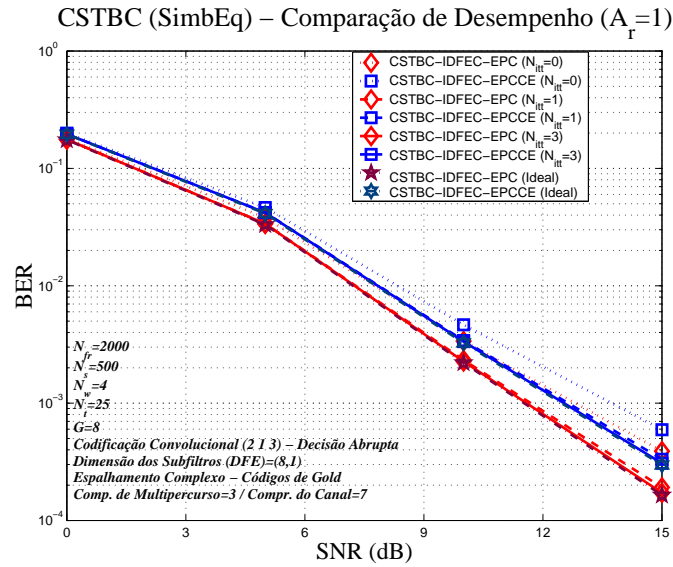


Figura 177: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE (SimbEq) com codificação convolutiva ((2,1,3) - Viterbi de decisão abrupta), em função da  $SNR$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 7$ )

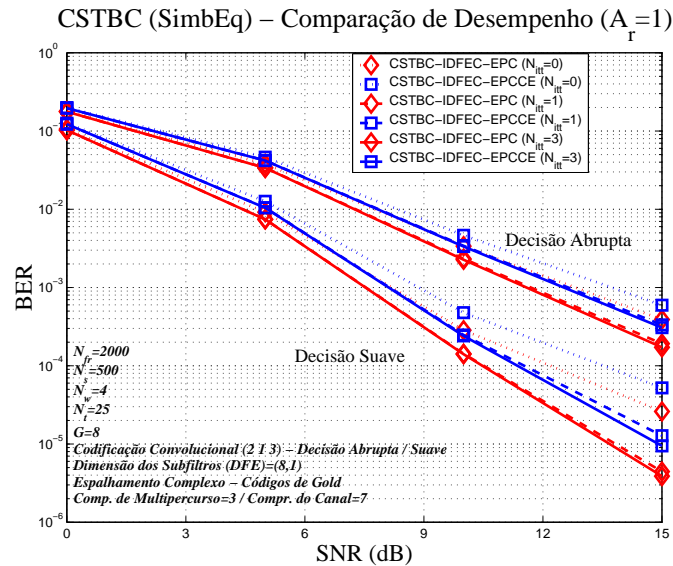


Figura 178: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE (SimbEq) com codificação convolutiva ((2,1,3) - Viterbi de decisão abrupta e suave), em função da  $SNR$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 7$ )

Nas figuras 179, 180, 181 e 182, são apresentadas as BER proporcionadas pelos métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE, considerando diferentes tipos de codificação de FEC, para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ). Os resultados são apresentados em função da  $SNR$  e do número de iterações ( $N_{itt}$ ), considerando a utilização de 50 símbolos de treinamento por antena de transmissão (aproximadamente 20% do total de símbolos transmitidos por quadro de dados).

Na figura 179, os métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE empregam codificação convolucional (2,1,3). O processo de decodificação é realizado através de um decodificador de Viterbi de decisão suave. Pode-se verificar que após 1 iteração ( $N_{itt} = 1$ ), os métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC e de CSTBC-IJDFEC-EPCCE oferecem aproximadamente um ganho de 2 dB para uma  $BER = 2 \cdot 10^{-5}$ , em relação aos métodos convencionais, empregando equalização e decodificação separadamente. Após 3 iterações ( $N_{itt} = 3$ ), os desempenhos obtidos atingem os limites estabelecidos pelos métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC (ideal) e de CSTBC-IJDFEC-EPCCE (ideal). Comparando os resultados obtidos com os apresentados na 176, pode-se verificar que o aumento da quantidade de símbolos de treinamento resulta num ganho significativo de desempenho (2.5 dB e 4 dB para uma  $BER = 1 \cdot 10^{-5}$ , respectivamente para, CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE). Apesar do método de CSTBC-IJDFEC-EPC ainda oferecer um ganho de desempenho em relação ao método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE (0.5 dB para uma  $BER = 1 \cdot 10^{-5}$ ), devido a maior quantidade de símbolos de treinamento, a diferença de desempenho entre os dois métodos é menor do que à obtida empregando 25 símbolos de treinamento. Nota-se ainda que os ganhos de desempenho obtidos após a primeira iteração ( $N_{itt} = 1$ ) são bastante reduzidos.

Na figura 180, os métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC e de CSTBC-IJDFEC-EPCCE empregam codificação convolucional (7,7,5). O processo de decodificação também é realizado por um decodificador de Viterbi de decisão suave. Pode-se verificar que após 3 iterações ( $N_{itt} = 3$ ), o desempenho obtido

é muito próximo dos limites de desempenho estabelecidos pelos métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC (ideal) e de CSTBC-IJDFEC-EPCCE (ideal). Nota-se ainda que, como esperado, a utilização dos polinômios geradores (7,7,5) oferece um ganho significativo de desempenho em relação a aquele proporcionado pelo polinômios (2,1,3), já que os polinômios (7,7,5) integram os códigos com máxima distância mínima para  $K_l = 3$  [ZP01], [Skl88].

Nas figuras 181 e 182, os métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC e de CSTBC-IJDFEC-EPCCE empregam codificação de bloco BCH (63,30) e BCH (63,18), respectivamente. O processo de decodificação usa o algoritmo baseado em síndrome descrito em [LC83], [ZP01].

Considerando primeiramente a codificação BCH (63,30), pode-se verificar que após 5 iterações ( $N_{itt} = 5$ ), os ganhos de desempenho obtidos, em relação aos métodos convencionais (empregando equalização e decodificação separadamente) são aproximadamente iguais a 4.5 dB para uma  $BER = 1 \cdot 10^{-4}$ . Em função da capacidade limitada de correção de erros do esquema BCH (63,30), os métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC e de CSTBC-IJDFEC-EPCCE oferecem um ganho significativo de desempenho a cada iteração, embora os ganhos proporcionados reduzam a cada iteração. Nota-se ainda que são necessários mais que 5 iterações ( $N_{itt} = 5$ ) para atingir os limites de desempenho estabelecidos pelos métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC (ideal) e de CSTBC-IJDFEC-EPCCE (ideal).

Para a codificação BCH (63,18), pode-se verificar que após 5 iterações ( $N_{itt} = 5$ ), os ganhos de desempenho obtidos, em relação aos métodos convencionais (empregando equalização e decodificação separadamente) são aproximadamente iguais a 1.5 dB para uma  $BER = 1 \cdot 10^{-4}$ . Devido a melhor capacidade de correção de erros do esquema BCH (63,18), em relação ao esquema BCH (63,30), os métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC e de CSTBC-IJDFEC-EPCCE proporcionam ganho menores a cada iteração (considerando uma dada figura de desempenho).

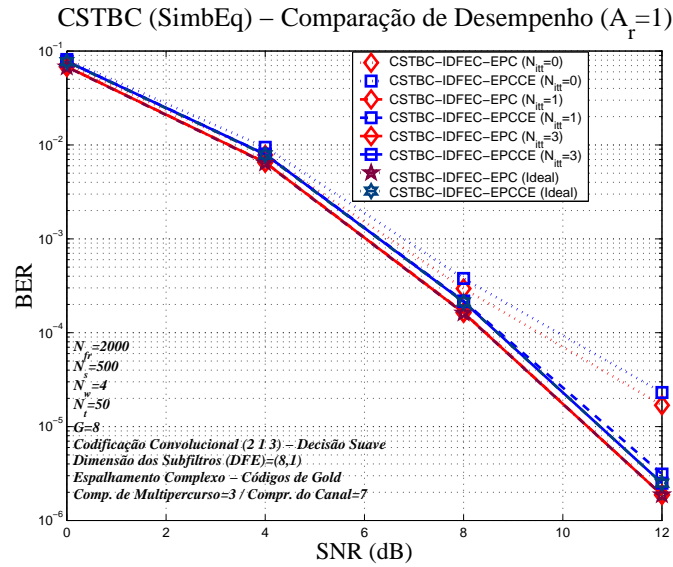


Figura 179: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE (SimbEq) com codificação convolutiva ((2,1,3) - Viterbi de decisão suave), em função da  $SNR$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 7$ )

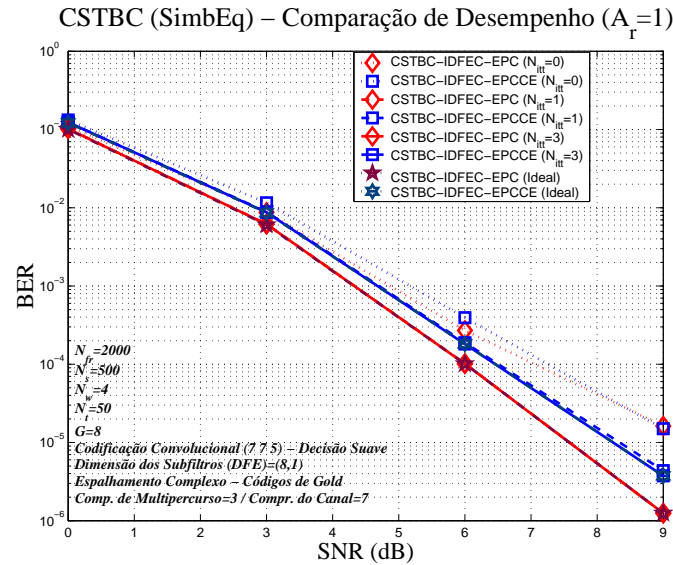


Figura 180: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE (SimbEq) com codificação convolutiva ((7,7,5) - Viterbi de decisão suave), em função da  $SNR$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 7$ )

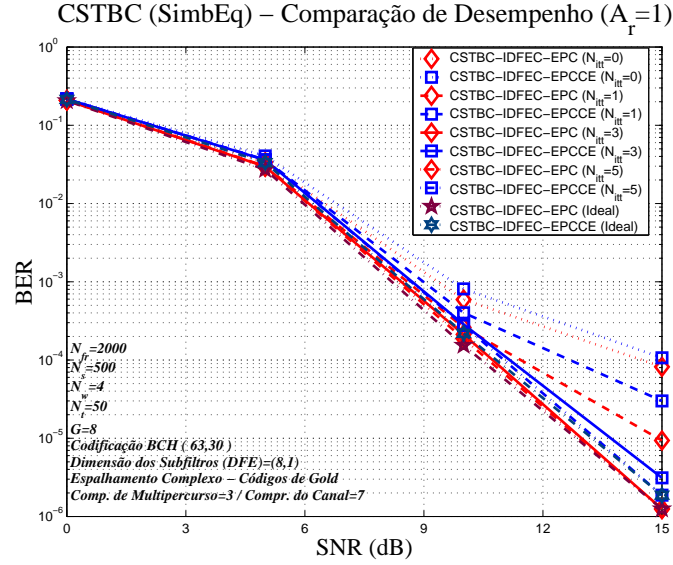


Figura 181: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) empregando codificação convolucional com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE (SimbEq) com codificação BCH (63,30), em função da  $SNR$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 7$ )

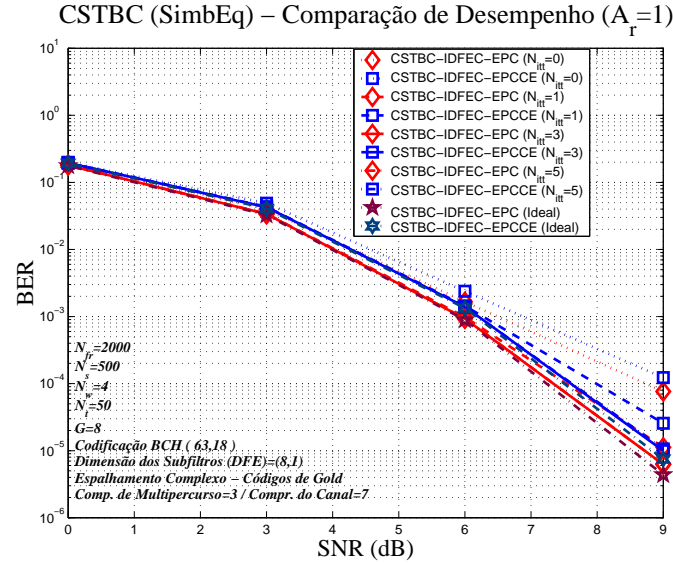


Figura 182: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) empregando codificação convolucional com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE (SimbEq) com codificação BCH (63,18), em função da  $SNR$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 7$ )



Nas figuras 183 e 184, são apresentadas as BER providas pelos métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE empregando codificação convolucional (2,1,3), para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e duas antenas de recepção ( $A_r = 2$ ), considerando a utilização de 25 e 50 símbolos de treinamento por antena de transmissão, respectivamente (aproximadamente 10% e 20% do total de símbolos transmitidos por quadro de dados). Nos dois casos analisados, o processo de decodificação é realizado através de um decodificador de Viterbi de decisão suave. Os resultados são apresentados em função da  $SNR$  e do número de iterações ( $N_{itt}$ ).

Pode-se verificar que com apenas 1 iteração ( $N_{itt} = 1$ ), o desempenho obtido pelos métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE atinge os limites de desempenho estabelecidos pelos métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC (ideal) e de CSTBC-IJDFEC-EPCCE (ideal), tanto para 25 como para 50 símbolos de treinamento por antena de transmissão. Considerando a utilização de 25 símbolos de treinamento, o método de CSTBC-IJDFEC-EPC oferece um ganho de desempenho em relação ao método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE de aproximadamente 1 dB para uma  $BER = 1 \cdot 10^{-5}$ . Para 50 símbolos de treinamento, a diferença de desempenho entre os dois métodos se reduz a aproximadamente 0.2 dB para a mesma  $BER$ . O aumento da quantidade de símbolos de treinamento, de 25 símbolos para 50 símbolos, resulta num ganho significativo do desempenho do sistema. Pode-se verificar ainda que os ganhos de desempenho obtidos após a primeira iteração ( $N_{itt} = 1$ ) são praticamente inexistentes para as BER analisadas.

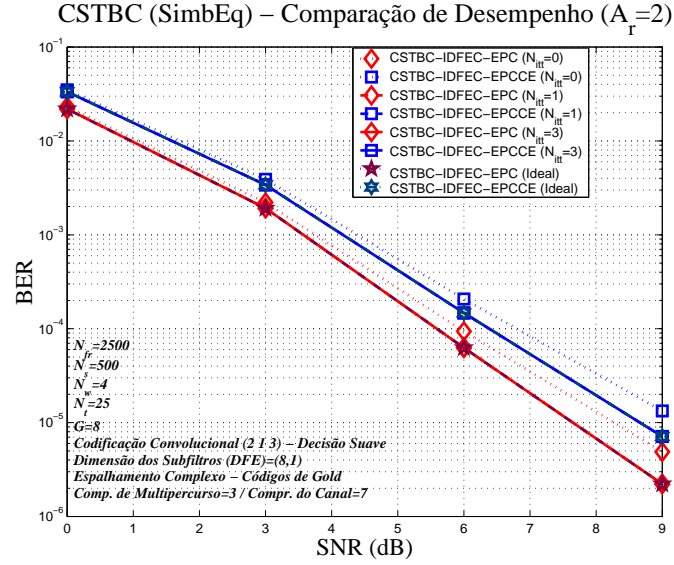


Figura 183: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE (SimbEq) com codificação convolutiva ((2,1,3) - Viterbi de decisão suave), em função da  $SNR$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 7$ )

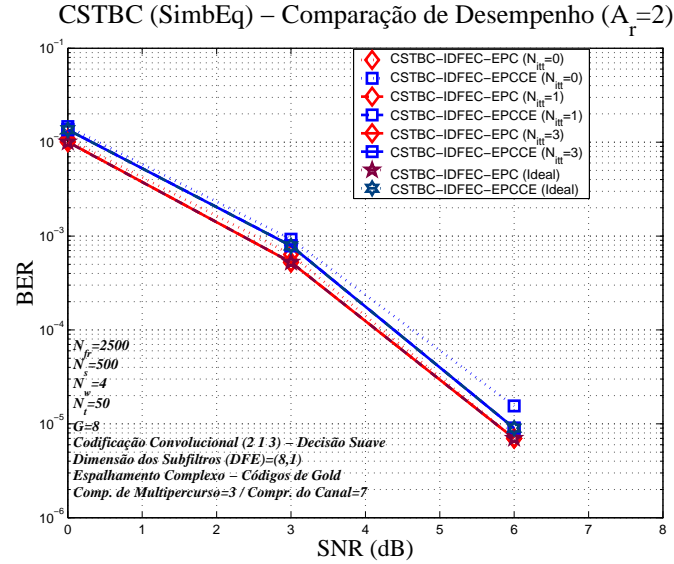


Figura 184: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE (SimbEq) com codificação convolutiva ((2,1,3) - Viterbi de decisão suave), em função da  $SNR$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 50$  e  $L_c = 7$ )

### 10.2.2 CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE usando Códigos Longos para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência

Nesta subseção, são apresentados alguns resultados de simulação para o *downlink* de um sistema W-CDMA síncrono empregando códigos de embaralhamento longos e os métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE para canais com desvanecimento seletivo em frequência.

O processo de equalização é feito a nível de chip (ChipEq) e emprega subfiltros de alimentação direta com dimensões  $2X_l (2 \cdot L_c + 1)$  e subfiltros de realimentação com dimensão  $L_c$ . O processo de estimativa dos canais também é feito a nível de chip e considera que a dimensão dos filtros empregados é igual à dimensão máxima dos canais de propagação. Os fatores de esquecimento dos algoritmos DFE-RLS, empregado no processo de equalização, e RLS, empregado no processo de estimativa dos canais são iguais a 1 ( $\lambda_{dfe-rls} = 1$  e  $\lambda_{rls} = 1$ ). Como o processo adaptativo é elaborado a nível de chip, o efeito da quantidade de símbolos de treinamento é aplicada, na verdade, através de um fator multiplicativo de  $G$  (por exemplo,  $N_t = 25$  representa  $25 \cdot G$  chips de treinamento).

Nas figuras 185 e 186, são apresentadas as BER obtidas pelos métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE empregando codificação convolucional (2,1,3) e decodificação de Viterbi de decisão suave, para os casos de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma antena e duas antenas de recepção ( $A_r = 1$  e  $A_r = 2$ ), respectivamente. Os resultados são apresentados em função da  $SNR$  e do número de iterações ( $N_{itt}$ ), empregado no processo iterativo de equalização e decodificação conjunta, considerando a utilização de 25 símbolos de treinamento por antena de transmissão.

Na figura 185, pode-se verificar o ganho significativo de desempenho proporcionado pelos métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE para o caso de uma antena de recepção, que com apenas 1 iteração ( $N_{itt} = 1$ ), oferecem ganhos de desempenho de aproximadamente 10 dB para uma  $BER = 3 \cdot 10^{-3}$  e para uma  $BER = 6 \cdot 10^{-3}$ , respectivamente, em relação aos

métodos convencionais. Devido a dimensão elevada do subfiltro de realimentação (propagação de erro elevada), são necessárias mais do que 3 iterações para atingir os limites de desempenho estabelecidos pelos métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC (ideal) e de CSTBC-IJDFEC-EPCCE (ideal). Devido a estimativa perfeita dos canais de propagação, o método de CSTBC-IJDFEC-EPC ( $N_{itt} = 3$ ) oferece um ganho de desempenho de aproximadamente 3 dB para uma  $BER = 1 \cdot 10^{-5}$ , em relação ao método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE ( $N_{itt} = 3$ ).

Na figura 186 pode-se verificar que, assim como no caso de apenas uma antena de recepção, os métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE também proporcionam um ganho significativo de desempenho para o caso de duas antenas de recepção. Os ganhos obtidos com apenas 1 iteração ( $N_{itt} = 1$ ) são da ordem de 5.5 dB para uma  $BER = 3 \cdot 10^{-3}$  e 5 dB para uma  $BER = 3 \cdot 10^{-6}$ , respectivamente, em relação aos métodos convencionais. Os métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE para o caso de duas antenas de recepção, assim como no caso de uma antena de recepção, também requerem mais do que 3 iterações para atingirem os limites de desempenho estabelecidos pelos métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC (ideal) e de CSTBC-IJDFEC-EPCCE (ideal), devido aos efeitos pronunciados de propagação de erro. Apesar disto, as diferenças de desempenho entre os métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC e de CSTBC-IJDFEC-EPCCE e os métodos de CSTBC-IJDFEC-EPC (ideal) e de CSTBC-IJDFEC-EPCCE (ideal) se mantêm menores que 1 dB para uma  $BER = 1 \cdot 10^{-5}$ . Devido a estimativa perfeita dos canais de propagação, o método de CSTBC-IJDFEC-EPC para o caso de duas antenas de recepção também oferece um ganho de desempenho de aproximadamente 1.5 dB para uma  $BER = 1 \cdot 10^{-5}$ , em relação ao método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE.

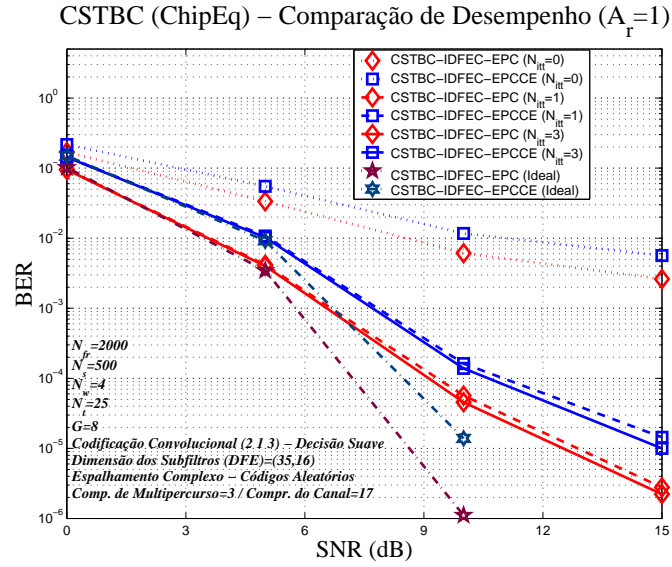


Figura 185: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE (ChipEq) com codificação convolutacional ((2,1,3) - Viterbi de decisão suave), em função da  $SNR$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )

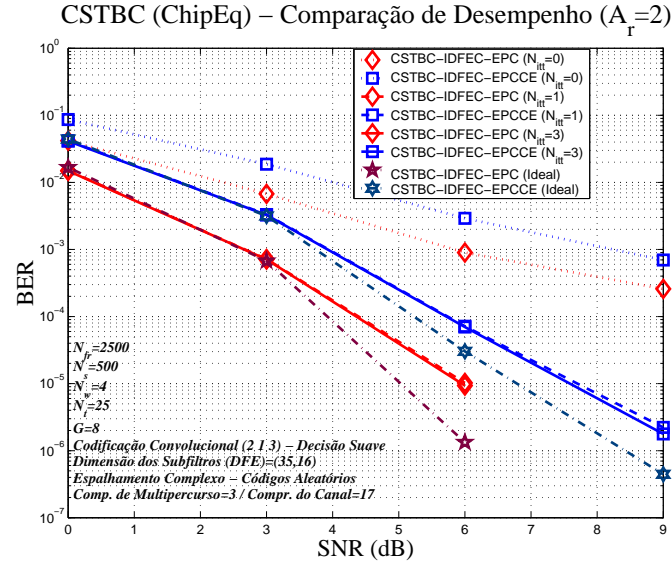


Figura 186: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 2 antenas de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCCE (ChipEq) com codificação convolutacional ((2,1,3) - Viterbi de decisão suave), em função da  $SNR$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 2$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )

### 10.2.3 CSTBC-IJDFEC-EPCICE usando Códigos Curtos e Longos para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência

Nesta subseção, são apresentados alguns resultados de simulação considerando a aplicação do método de CSTBC-IJDFEC-EPCICE ao *downlink* de um sistema W-CDMA síncrono, sujeito a canais com desvanecimento seletivo em frequência, empregando códigos de embaralhamento curtos e longos. O método de CSTBC-IJDFEC-EPCICE consiste na combinação do método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE com o método ICE (empregado na etapa de decodificação espaço-temporal) apresentado no capítulo 7. O método de CSTBC-IJDFEC-EPCICE é indicado para aplicações onde a quantidade de símbolos de treinamento disponível é limitada.

Assim como no capítulo 8, o método ICE, associado ao método de CSTBC-IJDFEC-EPCICE, é baseado no algoritmo RLS e aplicado a nível de chip, considerando que a dimensão dos filtros empregados é igual à dimensão máxima dos canais de propagação. Assim, para sistemas empregando códigos de embaralhamento curtos, considera-se que o filtro de canal tem dimensão 7 ( $L_c = 7$ ), enquanto que para sistemas empregando códigos de embaralhamento longos, a dimensão do filtro de canal é 17 ( $L_c = 17$ ). Cada iteração do método de CSTBC-IJDFEC-EPCICE ( $N_{itt}$ ), corresponde a uma iteração do método ICE ( $N_{iter}$ ). Deste modo, pode-se obter uma estimativa mais precisa dos canais de propagação a cada iteração, melhorando o desempenho do processo de decodificação espaço-temporal e do método de CSTBC-IJDFEC-EPCICE.

O processo de equalização associado ao método de CSTBC-IJDFEC-EPCICE utiliza o algoritmo DFE-RLS a nível de símbolo ou a nível de chip, dependendo do código de embaralhamento usado. Considerando a utilização de códigos de embaralhamento curtos, o processo de equalização é feito a nível de símbolo (SimbEq) e emprega subfiltros de alimentação direta com dimensão  $1X_s$  ( $1 \cdot G$ ) e subfiltros de realimentação com dimensão unitária. Enquanto que para códigos de embaralhamento longos, o processo de equalização é feito a nível de chip (ChipEq) e emprega subfiltros de alimentação direta com

dimensão  $2X_l (2 \cdot L_c + 1)$  e subfiltros de realimentação com dimensão  $L_c$ . Os fatores de esquecimento dos algoritmos DFE-RLS (usado no processo de equalização) e RLS (usado no processo de estimativa dos canais de propagação) são iguais a 1 ( $\lambda_{dfe-rls} = 1$  e  $\lambda_{rls} = 1$ ).

Nas figuras 187 e 188, são apresentados os desempenhos do método de CSTBC-IJDFEC-EPCICE em sistemas usando códigos de embaralhamento curtos e longos, respectivamente, para o caso de duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ). O método analisado emprega codificação convolucional (2,1,3) e decodificação de Viterbi de decisão suave. Os resultados são apresentados em função da  $SNR$  e do número de iterações ( $N_{itt}$ ) para 25 símbolos de treinamento por antena de transmissão.

Na figura 187, pode-se verificar que após 1 iteração ( $N_{itt} = 1$ ), o desempenho apresentado pelo método de CSTBC-IJDFEC-EPCICE, aplicado a sistemas empregando códigos de embaralhamento curtos, se torna praticamente igual a aquele oferecido pelo método de CSTBC-IJDFEC-EPC, que utiliza estimativas perfeitas dos canais de propagação. Deste modo, como o método de STBC-IJDFEC-EPCICE sem nenhuma iteração ( $N_{iter} = 0$ ) é equivalente ao método de STBC-IJDFEC-EPCCE, pode-se verificar que o método de CSTBC-IJDFEC-EPCICE pode oferecer um ganho de desempenho de aproximadamente 1.5 dB para uma  $BER = 1 \cdot 10^{-5}$  em relação ao método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE (vide resultados apresentados na figura 176).

Na figura 188, pode-se verificar que após 1 iteração ( $N_{itt} = 1$ ), o método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE, aplicado a sistemas empregando códigos de embaralhamento longos, oferece um ganho de desempenho de aproximadamente 1.5 dB para uma  $BER = 1 \cdot 10^{-5}$  em relação ao método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE. Após 3 iterações ( $N_{itt} = 3$ ), o desempenho apresentado pelo método de CSTBC-IJDFEC-EPCICE se torna muito próximo (menor que 0.5 dB) a aquele oferecido pelo método de CSTBC-IJDFEC-EPC, oferecendo um ganho de aproximadamente 2 dB para uma  $BER = 1 \cdot 10^{-5}$  em relação ao método de CSTBC-IJDFEC-EPCCE (vide resultados apresentados na figura 185).

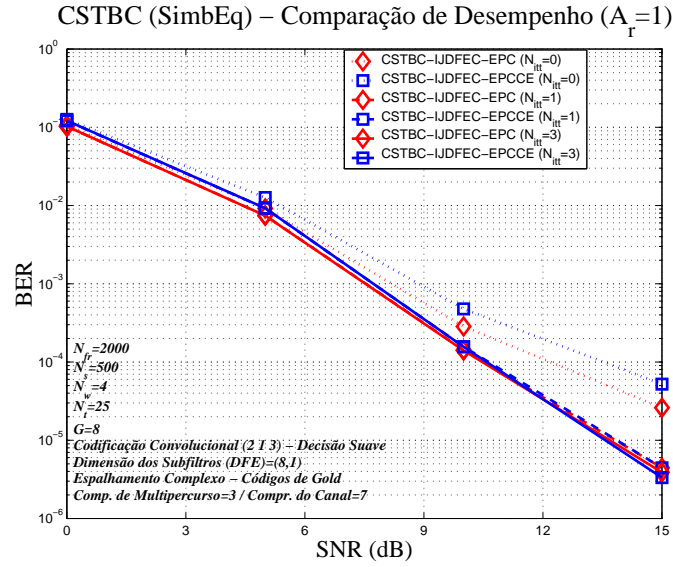


Figura 187: BER para um sistema W-CDMA (códigos curtos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCICE (SimbEq) com codificação convolucional ((2,1,3) - Viterbi de decisão suave), em função da  $SNR$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 7$ )

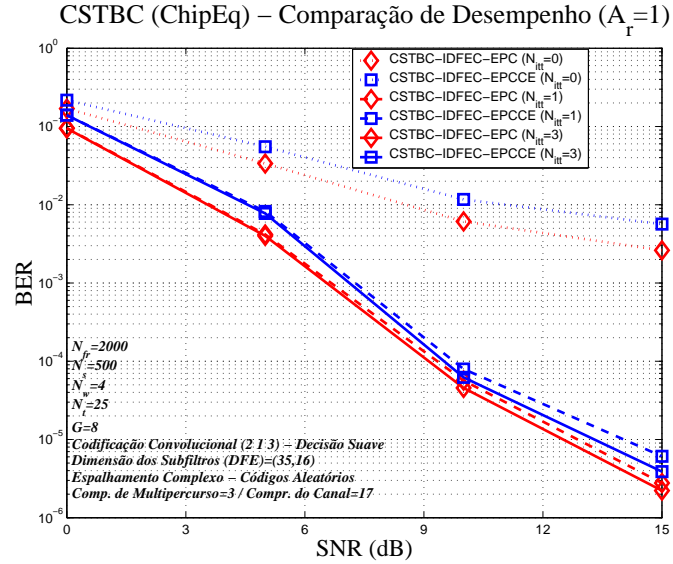


Figura 188: BER para um sistema W-CDMA (códigos longos) com 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção empregando os métodos CSTBC-IJDFEC-EPC e CSTBC-IJDFEC-EPCICE (ChipEq) com codificação convolucional ((2,1,3) - Viterbi de decisão suave), em função da  $SNR$  ( $A_t = 2$ ,  $A_r = 1$ ,  $G = 8$ ,  $N_w = 4$ ,  $N_{fb} = 1$ ,  $N_t = 25$  e  $L_c = 17$ )



### 10.3 Resumo do Capítulo e Principais Comentários

A aplicação da CSTBC para sistemas W-CDMA em canais com desvanecimento seletivo em frequência, requer a utilização de alguma forma de equalização para suprimir os vários tipos de interferência (ISI, IAI e MAI) que reduzem o desempenho do sistema. O método de IJDFEC, apresentado no capítulo anterior, é um método iterativo de baixa complexidade bastante eficiente que permite realizar conjuntamente os processos de equalização e decodificação de canal. Deste modo, com o intuito de melhorar o desempenho das estruturas de CSTBC apresentadas no capítulo 8, mantendo uma complexidade computacional aceitável (em relação às mesmas estruturas empregando os métodos clássicos de equalização turbo), foram propostas neste capítulo, algumas estruturas de CSTBC iterativas baseadas no método de IJDFEC.

As estruturas propostas, denominadas de CSTBC-IJDFEC-EPC, CSTBC-IJDFEC-EPCCE e CSTBC-IJDFEC-EPCICE consideram, respectivamente, que o canal é perfeitamente conhecido *a priori*, que o canal é estimado através de técnicas convencionais e que o canal é estimado através de técnicas iterativas com cancelamento da IAI. Assim como no caso das estruturas apresentadas no capítulo 8, o processo de equalização associado às estruturas de CSTBC-IJDFEC também pode ser realizado a nível de símbolo (para códigos de embaralhamento curtos) e a nível de chip (para códigos de embaralhamento longos), oferecendo as mesmas características apresentadas nas estruturas anteriores.

As investigações elaboradas mostraram que, nas estruturas utilizando a codificação convolucional, o emprego do processo de decodificação de decisão suave apresenta um ganho significativo de desempenho face aquele obtido pelo uso do processo de decodificação de decisão abrupta. Apesar disto, os resultados obtidos para as estruturas utilizando a codificação BCH, associadas a um processo de decodificação de decisão abrupta, foram bastante promissores.

## 11 CONCLUSÕES E FUTUROS TRABALHOS

Os futuros sistemas de comunicação sem fio prometem oferecer uma grande variedade de serviços multimídia. Entretanto, a perspectiva de uma grande demanda pelos novos serviços e as características de QoS exigidas, fazem com que seja indispensável o uso de sistemas de alta capacidade com acessos sem fio de alta velocidade, motivando o desenvolvimento e a utilização de novas tecnologias.

Neste contexto, foram propostas e analisadas nesta tese, diferentes estruturas de transmissão e de recepção baseadas na utilização de múltiplas antenas, para aplicações tanto no *uplink* como no *downlink* de alguns sistemas de comunicação sem fio com características diferentes, possibilitando reduzir a interferência, melhorar a SNR e usufruir diferentes formas de diversidade, de modo a atender os requisitos de maior capacidade e maior taxa, indispensáveis para os futuros sistemas de comunicação sem fio.

### 11.1 Resumo dos Resultados

A maioria das contribuições apresentadas neste trabalho, referentes às diferentes propostas de estruturas de transmissão e de recepção baseadas no emprego de múltiplas antenas, podem ser encontradas fundamentalmente nos capítulos 4, 7, 8 e 10.

No capítulo 4, foram analisadas algumas estruturas de recepção empregando múltiplas antenas, aplicadas ao *uplink* de sistemas W-CDMA com códigos de espalhamento curtos, para desempenhar as funções de diversidade

espacial de recepção e de formação de feixe. As estruturas apresentadas foram motivadas pela busca por métodos adaptativos espaço-temporais que ofereçam um bom desempenho em canais de propagação com desvanecimento seletivo em frequência, mantendo uma quantidade reduzida de informação de treinamento para não comprometer o *throughput* do sistema. Dentre as estruturas apresentadas, são contribuições inéditas os receptores espaço-temporais hierárquicos de BST-HRLS e DST-HRLS e semicego de BST-SBCMACI, sendo que este último se destaca pelo excelente compromisso entre desempenho e quantidade de informação de treinamento.

No capítulo 7, foram apresentadas algumas estruturas de STBC empregando múltiplas antenas de transmissão e recepção, para canais de propagação com desvanecimento seletivo em frequência, aplicadas ao *downlink* de sistemas convencionais de comunicação sem fio. As estruturas apresentadas foram motivadas pela busca por técnicas de diversidade eficientes, sem entretanto, aumentar a complexidade do processo de recepção empregado pela EM. Neste contexto, foram propostas algumas estruturas novas de STBC baseadas em implementações de MMSE do método TR-STBC [LP00], [SL02]. Dentre elas, se destacam a STBC-RLS-ICE e a STBC-DFE-RLS-ICE, onde o processo de decodificação espaço-temporal é auxiliado por um método iterativo de estimativa de canal, possibilitando um aumento de desempenho para sistemas com quantidade de informação de treinamento limitada.

No capítulo 8, os métodos apresentados no capítulo 6, para canais com desvanecimento plano em frequência, e no capítulo 7, para canais com desvanecimento seletivo em frequência, foram estendidos para sistemas W-CDMA empregando códigos de espalhamento curtos e longos. Em função das características intrínsecas dos sistemas CDMA, foram analisadas duas estruturas distintas de codificação espaço-temporal, a STBC convencional e a CSTBC. Os resultados obtidos para canais com desvanecimento plano em frequência e variantes no tempo, mostram que a estrutura de CSTBC é mais robusta que a STBC convencional face às variações do canal (caracterizadas pelo *doppler spread*),

sendo portanto, adotada ao longo do trabalho para derivar novas propostas de estruturas. Assim, usando a CSTBC, foram propostas, entre outras, a estrutura semicega de CSTBC-SBCMACI-MIMO-JEC e as estruturas com estimativa iterativa do canal de CSTBC-RLS-ICE e CSTBC-DFE-RLS-ICE. Em função das características do código de espalhamento empregado, as etapas de equalização e desespalhamento espectral das estruturas propostas podem ainda ser implementadas conjunta ou isoladamente. Para sistemas empregando códigos curtos, pode-se implementar as duas etapas conjunta ou isoladamente, enquanto que para sistemas empregando códigos longos, deve-se implementá-las isoladamente.

Finalmente, no capítulo 10, foram propostas algumas estruturas de codificação espaço-temporal iterativas de complexidade reduzida, para canais com desvanecimento seletivo em frequência, aplicadas ao *downlink* de sistemas W-CDMA usando codificação de FEC e empregando códigos de espalhamento curtos e longos. As estruturas propostas são baseadas nas técnicas apresentadas no capítulo 8 e no chamado princípio turbo, introduzido no capítulo 9. As implementações realizadas utilizam de fato uma simplificação do princípio turbo, já que as informações transferidas entre as etapas de equalização e decodificação não são informações extrínsecas e apenas as informações transferidas da etapa de equalização para a etapa de decodificação podem ser informações *soft*. Entretanto, apesar das estruturas propostas serem subótimas, a redução da complexidade proporcionada e os ganhos de desempenho ainda oferecidos são bastante atrativos. Neste contexto, foram propostas neste capítulo, as estruturas espaço-temporais iterativas de CSTBC-IJDFEC-EPC, CSTBC-IJDFEC-EPCCE e CSTBC-IJDFEC-EPCICE, que desempenham os processos de decodificação espaço-temporal, desespalhamento espectral, equalização do canal e decodificação de FEC conjuntamente.

## 11.2 Direções para Futuras Pesquisas

Nesta tese, foram apresentadas diferentes estruturas de transmissão e recepção, baseadas no emprego de múltiplas antenas, para aplicações nos futuros sistemas de comunicação sem fio. A ampla gama de tópicos analisados, bem como as novas técnicas propostas, podem ser utilizadas como referência para futuros trabalhos de pesquisa. Embora procurou-se neste trabalho, desenvolver um estudo metódico e completo dos temas abordados e das área correlatas, vários ramos novos de pesquisa foram antevistos durante sua realização, abrindo um vasto leque de possíveis campos promissores para investigação. A seguir, são apresentados alguns tópicos sugeridos para futuras pesquisas:

- **Estudo de Novas Técnicas de Diversidade de Transmissão para Sistemas W-CDMA**

Neste trabalho, foram derivadas várias estruturas de diversidade de transmissão para sistemas W-CDMA baseadas na STBC. A técnica de STBC foi escolhida em função da sua baixa complexidade e bom desempenho, entretanto, existem na literatura outras propostas de diversidade de transmissão, como por exemplo a STTC, que podem oferecer ganhos adicionais de desempenho. Além disto, é possível utilizar as características intrínsecas dos sistemas W-CDMA para obter estruturas mais eficientes de diversidade.

- **Desenvolvimento de Novas Técnicas Semicegas para a STBC**

Neste trabalho, as técnicas semicegas foram aplicadas à STBC, para canais seletivos em frequência, num *framework* de MIMO, realizando a equalização e decodificação espaço-temporal conjuntamente, sem a necessidade da estimativa do canal de propagação. Entretanto, como visto, é possível separar os processos de decodificação espaço-temporal e equalização, resultando numa redução da complexidade e da quantidade de símbolos de treinamento necessários. Neste contexto, o desenvolvimento de novas técnicas

semicegas associadas à STBC, para desempenhar os processos de estimativa de canal e equalização separadamente, pode oferecer alguns benefícios adicionais.

- **Análise de Estruturas Turbo aplicadas à STBC para Sistemas W-CDMA**

Neste trabalho, foram propostas algumas estruturas iterativas de equalização e decodificação conjunta, baseadas numa versão simplificada do princípio turbo, para sistemas W-CDMA empregando STBC. Como referência de desempenho, foi utilizada uma estrutura empregando um processo de equalização de decisão realimentada ideal. Entretanto, seria interessante comparar o desempenho das estruturas propostas em relação às estruturas baseadas em detectores e decodificadores de MAP.

- **Combinação de estruturas de Múltiplas Antenas e técnicas de Detecção Multi-usuário para Sistemas W-CDMA**

As estrutura espaço-temporais de transmissão e recepção apresentadas neste trabalho para sistemas W-CDMA, podem ser combinadas com a detecção multi-usuário de cancelamento paralelo de interferência para possibilitar o emprego da informação de código dos usuários dentro da célula de interesse para melhorar o desempenho do sistema.

- **Comparação Quantitativa de Desempenho de Estruturas de STBC**

As estrutura de STBC propostas ao longo deste trabalho apresentam níveis de complexidade computacional distintos, além de requisitos diferentes de símbolos de treinamento e de  $SNR$ . Assim, é de grande interesse obter índices de comparação quantitativos que relacionem a complexidade computacional e alguns parâmetros como a BER, a quantidade de símbolos de treinamento e a  $SNR$ .

## A ANEXO 1 - AMBIENTE DE SIMULAÇÃO

Embora em muitas situações seja possível estimar o desempenho de um sistema de comunicação através de técnicas analíticas, devido a complexidade dos métodos analisados neste trabalho, torna-se necessário o emprego de técnicas de simulação. As técnicas de simulação são ferramentas de análise de desempenho muito empregadas na caracterização de sistemas de comunicação sem fio, devido a possibilidade de utilizar modelos precisos, reduzindo a necessidade de aproximações, muitas vezes utilizadas nos métodos analíticos, ao custo entretanto de um tempo de processamento bastante elevado (função da complexidade do sistema).

### A.1 Plataforma de Simulação

As simulações realizadas neste trabalho foram desenvolvidas no ambiente de simulação MATLAB ®, na sua versão para estudante 5.3, utilizando diferentes configurações de computadores (Pentium MMX 200MHz, Pentium II 600MHz, Pentium III 700MHz e Pentium IV 2.53GHz).

Com o intuito de estruturar o desenvolvimento dos programas e melhorar o gerenciamento das simulações, foram desenvolvidas várias plataformas de simulação independentes (relacionadas a tópicos distintos), que compartilham entre si várias rotinas em comum (por exemplo, as rotinas de canal e de equalização). Ao longo deste trabalho, foram desenvolvidas aproximadamente 50 plataformas de simulação e mais de 500 rotinas de simulação. As plataformas desenvolvidas utilizam alguns recursos de GUI (*graphical user interface*) para facilitar a entrada dos parâmetros de simulação.

## A.2 Método de Monte Carlo

As simulações realizadas neste trabalho são baseadas no método de Monte Carlo [JBS92]. O método de Monte Carlo é uma ferramenta bastante poderosa para fornecer estimativas precisas do desempenho de sistemas de comunicação, entretanto, os resultados obtidos incorrem num grau de imprecisão em função do número de amostras processadas e da taxa de erro analisada. Assim, para um determinado intervalo de confiança, torna-se necessário processar um número maior de amostras à medida que as taxas de erro aumentam.

O grau de confiança associado a simulação de Monte Carlo pode ser relacionado à quantidade de bits processados  $N_b$  e à taxa de erro de bit analisada ( $BER$ ), através da abordagem apresentada em [ZP01]. Considerando que  $N_b$  seja grande, pode-se utilizar o teorema do limite central para aproximar a frequência relativa de uma dada probabilidade de erro de bit como uma variável aleatória Gaussiana. Assim, considerando que o número de erros de bit obtidos seja  $N_\varepsilon$ , pode-se obter o limite superior  $u_b$  do intervalo de confiança para uma dada taxa de erro de bit através de:

$$\int_{-\infty}^{N_\varepsilon/N_b} \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot u_b \left( \frac{1-u_b}{N_b} \right)}} \cdot \exp \left[ -\frac{(y - u_b)^2}{2 \cdot u_b \left( \frac{1-u_b}{N_b} \right)} \right] dy = \frac{1 - \alpha}{2} \quad (236)$$

Onde,  $\alpha$  é o intervalo de confiança

Cuja solução é dada por [ZP01]:

$$u_b = \left[ \frac{2 \cdot N_\varepsilon + \vartheta^2}{2 \cdot N_b + 2 \cdot \vartheta^2} \right] + \left[ \frac{\vartheta}{2 \cdot N_b + 2 \cdot \vartheta^2} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot N_\varepsilon \cdot N_b + N_b \cdot \vartheta^2 - 4 \cdot N_\varepsilon^2}{N_b}} \right] \quad (237)$$

Onde,

$$\int_{\vartheta}^{\infty} \frac{\exp[-y^2/2]}{\sqrt{2 \cdot \pi}} dy = \frac{1 - \alpha}{2} \quad (238)$$



De maneira similar, pode-se obter o limite inferior  $l_b$  do intervalo de confiança para uma taxa de erro de bit através de:

$$\int_{N_\varepsilon/N_b}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot l_b \left( \frac{1-l_b}{N_b} \right)}} \cdot \exp \left[ -\frac{(y-l_b)^2}{2 \cdot l_b \left( \frac{1-l_b}{N_b} \right)} \right] dy = \frac{1-\alpha}{2} \quad (239)$$

Cuja solução é dada por [ZP01]:

$$l_b = \left[ \frac{2 \cdot N_\varepsilon + \vartheta^2}{2 \cdot N_b + 2 \cdot \vartheta^2} \right] - \left[ \frac{\vartheta}{2 \cdot N_b + 2 \cdot \vartheta^2} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot N_\varepsilon \cdot N_b + N_b \cdot \vartheta^2 - 4 \cdot N_\varepsilon^2}{N_b}} \right] \quad (240)$$

Na figura 189, são apresentados alguns intervalos de confiança para o método de Monte Carlo em função da quantidade de amostras processada, para uma taxa de erro de bit de  $1 \cdot 10^{-5}$ . A figura justifica, de certo modo, a regra prática [JBS92] de que para obter taxas de erro de bit de  $1 \cdot 10^{-v}$ , deve-se empregar pelo menos  $10 \cdot 10^v$  bits.

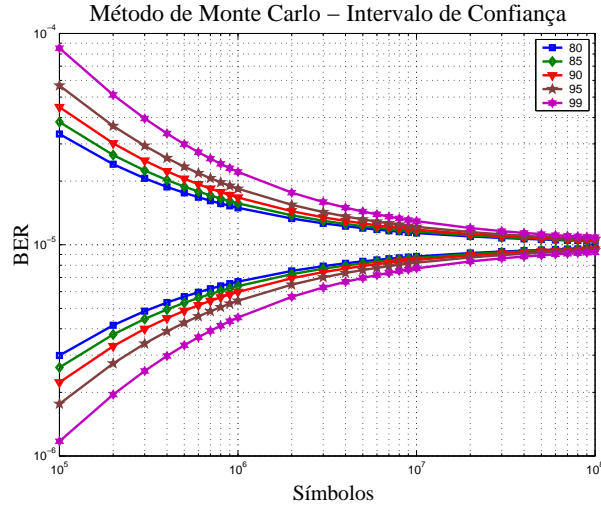


Figura 189: Intervalo de Confiança do Método de Monte Carlo

Como os limites do intervalo de confiança dependem da quantidade de amostras processadas, às vezes, ao longo do trabalho, optou-se pelo detrimento da precisão dos resultados em pró da redução do tempo de processamento requerido.

## B ANEXO 2 - DESEMPENHO DA CODIFICAÇÃO EM BLOCO ESPAÇO-TEMPORAL - G2

A eficiência espectral dos métodos de STBC depende do esquema de modulação e do tipo de codificação empregados. Por exemplo, o método de STBC- $\mathbf{G}_2$ -QPSK (método de STBC usando a matriz de codificação  $\mathbf{G}_2$  e a modulação QPSK) transmite a 2bps/Hz, já que quatro bits de informação (dois símbolos QPSK) são enviados a cada dois períodos de símbolo. Por outro lado, o método de STBC- $\mathbf{G}_4$ -QPSK transmite a 1bps/Hz, já que oito bits de informação (quatro símbolos QPSK) são transmitidos em oito intervalos de símbolos.

A seguir, será apresentado um estudo analítico da probabilidade de erro de bit para o método de STBC usando a matriz de codificação  $\mathbf{G}_2$  e a família de esquemas de modulação MPSK.

### B.1 Modelo do Sistema

Considere o sistema de comunicação mostrado na figura 190 operando sobre um canal de propagação com desvanecimento plano e lento, no qual os símbolos codificados são enviados por duas antenas de transmissão ( $A_t = 2$ ) e recebidos por uma antena de recepção ( $A_r = 1$ ).

Seguindo o procedimento apresentado em [GHL02] e considerando que cada intervalo de tempo está dividido em dois períodos de símbolo (*time slots*), pode-se modificar (125), para obter a seguinte representação do sinal recebido em tempo discreto:

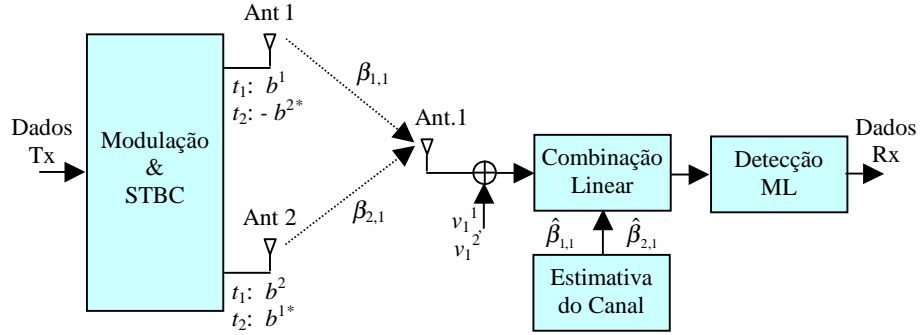


Figura 190: Esquema de codificação espaço-temporal  $\mathbf{G}_2$  usando 2 antenas de transmissão e 1 antena de recepção

$$r_1^{slot}(k) = \sqrt{E_s} \cdot \sum_{i=1}^2 \beta_{i,1} \cdot s_i^{slot}(k) + v_1^{slot}(k) \quad (241)$$

Onde,

$r_j^{slot}(k)$  é  $k$ -ésimo símbolo recebido pela  $j$ -ésima antena de recepção ( $j = 1$ ), no período de símbolo  $slot$

$E_s$  é a energia de símbolo total recebida proveniente das duas antenas de transmissão

$\beta_{i,j}$  é o ganho complexo do canal de propagação entre a  $i$ -ésima antena de transmissão e a  $j$ -ésima antena de recepção ( $j = 1$ ). Assume-se que os ganhos de percurso se mantêm constantes durante 2 períodos de símbolo consecutivos e variam independentemente a cada intervalo de tempo (composto por 2 períodos de símbolo)

$v_j^{slot}(k)$  é o AWGN recebido pela  $j$ -ésima antena de recepção ( $j = 1$ ), no período de símbolo  $slot$ . Assume-se que  $v_j^{slot}(k)$  são variáveis aleatórias gaussianas complexas independentes e identicamente distribuídas (i.i.d.)

$s_i^{slot}(k)$  é o  $k$ -ésimo símbolo transmitido a partir da antena  $i$  no período de símbolo  $slot$  ( $slot = 1, 2$ ). Sendo que  $s_i^{slot}(k) \in \Omega$  e  $\Omega$  é a constelação MPSK dada por:

$$\Omega = \left\{ \frac{e^{j \cdot 2\pi(\phi-1)/\Phi}}{\sqrt{2}} \mid \phi = 1, 2, \dots, \Phi \right\} \quad (242)$$

De acordo com [Ala98], a matriz de codificação da STBC  $\mathbf{s}(k)$  é dada por:

$$\mathbf{s}(k) = \begin{bmatrix} s_1^1(k) & s_1^2(k) \\ s_2^1(k) & s_2^2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b^1(k) & b^2(k) \\ -b^{2*}(k) & b^{1*}(k) \end{bmatrix} \quad (243)$$

Onde,

$b^i(k)$  é o  $k$ -ésimo símbolo de informação transmitido pela  $i$ -ésima antena de transmissão

Considerando que o receptor emprega um processo de detecção coerente, pode-se representar o sinal recebido pela antena de recepção usando a seguinte notação vetorial:

$$\begin{bmatrix} r_1^1(k) \\ r_1^2(k) \end{bmatrix} = \sqrt{E_s} \cdot \begin{bmatrix} b^1(k) & b^2(k) \\ -b^{2*}(k) & b^{1*}(k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \beta_{1,1} \\ \beta_{2,1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1^1(k) \\ v_1^2(k) \end{bmatrix} \quad (244)$$

Onde  $r_1^1(k)$   $r_1^2(k)$  representam os sinais recebidos pela antena de recepção nos períodos de símbolo 1 e 2, respectivamente.

Sejam  $x_1^1(k) \triangleq r_1^1(k)$  e  $x_1^2(k) \triangleq r_1^{2*}(k)$ . Pode-se converter (244) para uma representação mais conveniente através de:

$$\begin{bmatrix} x_1^1(k) \\ x_1^2(k) \end{bmatrix} = \sqrt{E_s} \cdot \begin{bmatrix} \beta_{1,1} & \beta_{2,1} \\ \beta_{2,1}^* & -\beta_{1,1}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b^1(k) \\ b^2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1^1(k) \\ v_1^{2*}(k) \end{bmatrix} \quad (245)$$

Onde cada linha de (245) representa os sinais associados ao período de símbolo *slot* do  $k$ -ésimo sinal codificado.

Deste modo, é possível colocar a expressão (245) na seguinte forma vetorial compacta:

$$\mathbf{x}(k) = \sqrt{E_s} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{b}(k) + \mathbf{v}(k) \quad (246)$$

Onde,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k) &= \begin{bmatrix} x_1^1(k) & x_1^2(k) \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{v}(k) &= \begin{bmatrix} v_1^1(k) & v_1^{2*}(k) \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{b}(k) &= \begin{bmatrix} b^1(k) & b^2(k) \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} \beta_{1,1} & \beta_{2,1} \\ \beta_{2,1}^* & -\beta_{1,1}^* \end{bmatrix} \end{aligned}$$

## B.2 Determinação da Probabilidade de Erro de Bit

O processo de detecção é aplicado independentemente a cada sinal codificado [Ala98], [TJC99b]. Considerando que a matriz de canal  $\mathbf{B}$  é conhecida, pode-se obter o detector de ML por:

$$\begin{bmatrix} \hat{b}_m^1(k) & \hat{b}_m^2(k) \end{bmatrix} = \arg \max_{b^1(k), b^2(k) \in \Omega} \text{Re} \{ \mathbf{b}^H(k) \cdot \mathbf{B}^H \cdot \mathbf{x}(k) \} \quad (247)$$

O detector de ML desempenha a operação de MRC no vetor de sinal recebido. Ao contrário da operação de MRC convencional, aqui há dois vetores de coeficientes resultando em uma saída  $2 \times 1$ , como mostra-se a seguir:

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 & u_2 \end{bmatrix}^T = \mathbf{B}^H \cdot \mathbf{x}(k) \quad (248)$$

Onde  $u_1$  depende apenas do símbolo  $b^1(k)$ . Na verdade, a partir de (248), tem-se que:

$$u_1 = \beta_{1,1}^* \cdot \left( \sqrt{E_s} \cdot \beta_{1,1} \cdot b^1(k) + v_1^1(k) \right) + \beta_{2,1} \cdot \left( \sqrt{E_s} \cdot \beta_{2,1}^* \cdot b^1(k) + v_1^{2*}(k) \right) \quad (249)$$

Devido a simetria, os símbolos  $b^1(k)$  e  $b^2(k)$  têm a mesma probabilidade de erro de bit. Deste modo, é necessário analisar apenas uma das saídas do combinador. Considerando a saída  $u_1$ , pode-se obter a probabilidade de erro de bit de  $b^1(k)$  a partir da função de densidade de probabilidade (pdf) de  $u_1$ . Assim, definindo as variáveis aleatórias:

$$\Xi_1 = \beta_{1,1}^* \quad (250)$$

$$\Xi_2 = \beta_{2,1} \quad (251)$$

$$\Upsilon_1 = \left( \sqrt{E_s} \cdot \beta_{1,1} \cdot b^1(k) + v_1^1(k) \right)^* \quad (252)$$

$$\Upsilon_2 = \left( \sqrt{E_s} \cdot \beta_{2,1}^* \cdot b^1(k) + v_1^{2*}(k) \right)^* \quad (253)$$

Pode-se representar  $u_1$  por:

$$u_1 = \sum_{i=1}^2 \Xi_i \cdot \Upsilon_i^* \quad (254)$$

Condicionados aos símbolos  $b^1(k)$ , os conjuntos  $(\Xi_i, \Upsilon_i), i = 1, 2$ , são dois pares de variáveis aleatórias gaussianas complexas correlacionadas de média zero. Os dois pares são, entretanto, mutuamente independentes e identicamente distribuídos.

Definindo  $Z_r = Re(u_1)$  e  $Z_i = Im(u_1)$ , a função característica conjunta  $\Psi(jn_1, jn_2)$  das variáveis aleatórias  $Z_r$  e  $Z_i$  pode ser obtida usando [Pro95].

Uma interpretação alternativa para (247) é que a fase de  $u_1$  é a variável de decisão para a detecção de  $b^1(k)$ . Considerando as variáveis aleatórias  $R = \sqrt{Z_r^2 + Z_i^2}$  e  $\Theta = \tan^{-1}(Z_i/Z_r)$ , pode-se obter  $p(\theta)$ , a pdf da fase de  $u_1$  através do seguinte procedimento. Primeiramente, calcula-se a pdf conjunta de  $Z_r$  e  $Z_i$ ,  $p(z_r, z_i)$ , a partir da transformada de Fourier da função característica conjunta  $\Psi(jn_1, jn_2)$ . Em seguida, determina-se  $p(r, \theta)$ , a pdf conjunta da envoltória  $R$  e da fase  $\Theta$ . Finalmente obtém-se  $p(\theta)$ , integrando  $p(r, \theta)$  sobre a variável  $r$ . O resultado pode ser encontrado em [Pro95].

A probabilidade de erro do sinal recebido pode então ser obtida integrando  $p(\theta)$  sobre o intervalo de ângulo complementar a região de decisão correta. De acordo com [Pro95], a probabilidade de  $\theta$  estar no intervalo de  $\theta_1$  a  $\theta_2$ , dada por:

$$p(\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2) = \int_{\theta_1}^{\theta_2} p(\theta) d\theta \quad (255)$$

Pode ser expressa por:

$$p(\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2) = -\frac{(1 - \mu_\theta^2)^2}{2\pi} \times \frac{\partial}{\partial \varphi} [f(\varphi, \alpha_1) - f(\varphi, \alpha_2)] \big|_{\varphi=1} \quad (256)$$

Onde,

$$f(\varphi, \alpha_i) = \frac{1}{\varphi - \mu_\theta^2} \cdot \left[ \frac{\mu_\theta \cdot \sqrt{1 - (\varphi/\mu_\theta^2 - 1) \cdot \alpha_i^2}}{\varphi^{1/2}} \cdot \cot^{-1}(\alpha_i) - \cot^{-1} \left( \frac{\alpha_i \cdot \varphi^{1/2} \cdot \mu_\theta}{\sqrt{1 - (\varphi/\mu_\theta^2 - 1) \cdot \alpha_i^2}} \right) \right] \quad (257)$$

$$\alpha_i = \frac{-\mu_\theta \cdot \cos(\theta_i)}{\sqrt{\varphi - \mu_\theta^2 \cdot \theta_i}}, \quad i = 1, 2 \quad (258)$$

O termo  $\mu_\theta$  representa a correlação cruzada normalizada entre  $\Xi_i$  e  $\Upsilon_i$  para  $i = 1, 2$ . Considerando que todos os símbolos são equiprováveis e assumindo, sem perda de generalidade, que o símbolo  $b^1(k)$  tem fase zero ( $b^1(k) = 1/\sqrt{2}$ ), a correlação cruzada normalizada pode ser definida como:

$$\mu_\theta = \frac{E[\Xi_i \cdot \Upsilon_i^*]}{\sqrt{E[|\Xi_i|^2] \cdot E[|\Upsilon_i|^2]}} \quad (259)$$

Para  $E[|\Xi_i|^2] = 1$  (assumindo que  $E[|\beta_{i,1}|^2] = 1$ ),  $E[|\Upsilon_i|^2] = E_s/2 + N_o$  (desde que  $|b^1(k)|^2 = 1/2$ ) e  $E[\Xi_i \cdot \Upsilon_i^*] = \sqrt{E_s/2}$ , pode-se representar a correlação cruzada normalizada através de:

$$\mu_\theta = \sqrt{\frac{E_s/2}{E_s/2 + N_o}} = \sqrt{\frac{\rho_s}{\rho_s + 2}} \quad (260)$$

Onde,  $\rho_s = E_s/N_o$  é a SNR por símbolo

A probabilidade de erro de bit, para um esquema de modulação MPSK genérico, pode ser calculada a partir de (256) e do procedimento descrito logo após (256). Considerando o caso específico de um esquema de modulação QPSK empregando a codificação de Gray, para transmitir  $b^1(k)$  com ângulo zero, tem-se a ocorrência de um erro de bit quando a fase recebida for  $\pi/4 \leq \theta \leq 3\pi/4$  e de dois erros de bit quando a fase recebida for  $3\pi/4 \leq \theta \leq \pi$ . Assim, assumindo a propriedade par de  $p(\theta)$ , pode-se representar a probabilidade de erro de bit para cada símbolo transmitido por [Pro95]:

$$P_{QPSK} = \int_{\pi/4}^{3\pi/4} p(\theta) d\theta + 2 \int_{3\pi/4}^{\pi} p(\theta) d\theta \quad (261)$$

Aplicando (256) em (261), pode-se obter a probabilidade de erro de bit para o esquema de modulação QPSK através de:



$$P_{QPSK} = \frac{1}{2} \cdot \left[ 1 - \frac{\mu_\theta}{\sqrt{2 - \mu_\theta^2}} - \frac{2 \cdot \mu_\theta \cdot (1 + \mu_\theta^2)}{(4 - 2 \cdot \mu_\theta^2) \cdot \sqrt{2 - \mu_\theta^2}} \right] \quad (262)$$

Na figura 191, é apresentado o desempenho, obtido pela expressão (262), de um sistema de comunicação sem fio com duas antenas de transmissão e uma antena de recepção empregando o método de STBC  $\mathbf{G}_2$ -QPSK em função da SNR.

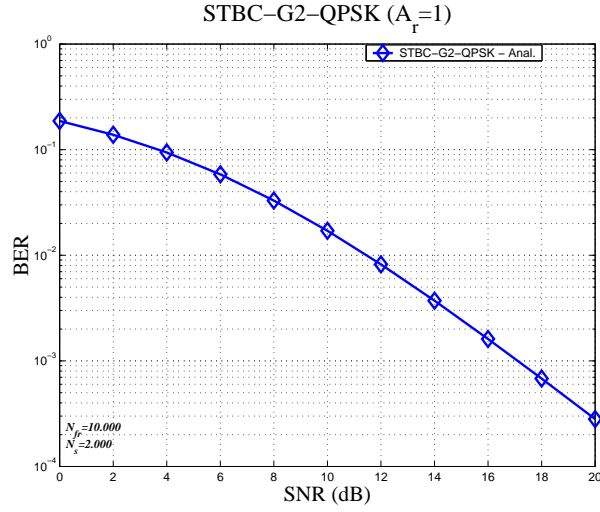


Figura 191: Resultado analítico de desempenho da codificação espaço-temporal em bloco para um sistema empregando o método  $\mathbf{G}_2$ -QPSK ( $A_t = 2$  e  $A_r = 1$ )

A probabilidade de erro de bit para os métodos de STBC empregando os demais esquemas de modulação MPSK, pode ser obtida utilizando procedimentos similares aos apresentados para o método de STBC empregando o esquema de modulação QPSK.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [3GP02] 3GPP. Universal mobile telecommunications systems - physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (fdd). Technical report, 3GPP TS 25.211 V5.2.0, September 2002.
- [AFS<sup>+</sup>02] N. Al-Dhahir, C. Fragouli, A. Stamoulis, W. Younis, and A. R. Calderbank. Space-time processing for broadband wireless access. *IEEE Communications Magazine*, 40(9):136–142, September 2002.
- [Ahg01] P. Ahgren. Teleconferencing, system identification and array processing. Master’s thesis, Uppsala University, 2001.
- [Al-01] N. Al-Dhahir. Single-carrier frequency-domain equalization for space-time block coded transmissions over frequency-selective fading channels. *IEEE Communications Letters*, 5:304–306, July 2001.
- [Al-02] N. Al-Dhahir. Overview and comparison of equalization schemes for space-time coded signals with application to edge. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 50(10):2477–2488, October 2002.
- [Ala98] S. M. Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16(8):1451–1458, October 1998.
- [ALW01] K. H. Afkhamie, Z. Q. Luo, and K. M. Wong. Interior point least squares estimation: Transient convergence analysis and applications to mmse decision feedback equalizer. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 49(7):1543–1555, July 2001.
- [AN00] F. Adachi and N. Nakajima. Challenges of wireless communications - imt2000 and beyond. *IEICE Transactions on Fundamentals*, E83-A(7):1300–1307, July 2000.

- [ANC01] N. Al-Dhahir, A. F. Naguib, and A. R. Calderbank. Finite-length mimo decision feedback equalization for space-time block-coded signals over multipath-fading channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 50(4):1176–1182, July 2001.
- [ARAS99] P. D. Alexander, M. C. Reed, J. A. Asenstorfer, and G. B. Schlegel. Iterative multiuser interference reduction: Turbo cdma. *IEEE Transactions on Communications*, 47(7):1008–1041, July 1999.
- [Ari00] S. L. Ariyavisitakul. Turbo space-time processing to improve wireless channel capacity. *IEEE Transactions on Communications*, 48(8):1347–1359, August 2000.
- [AUG01] N. Al-Dhahir, M. Uysal, and C. N. Georghiades. Three space-time block-coding for frequency-selective fading channels with applications to edge. *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 1834–1838, 2001.
- [Aus67] M. Austin. Decision feedback equalization for digital communication over dispersive channels. *MIT Research Laboratory of Electronic Technical Report 437*, August 1967.
- [BAAF93] C. Berrou, P. Adde, E. Angui, and S. Faudeil. A low complexity soft-output viterbi decoder architecture. *IEEE International Conference on Communications*, pages 737–740, 1993.
- [Bal99] J. Balakrishnan. Mitigation of error propagation in decision feedback equalization. Master’s thesis, Cornell University, August 1999.
- [Bau99] G. Bauch. Concatenation of space-time block codes and turbo - tcm. *IEEE International Conference on Communications*, pages 1202–1206, 1999.
- [BCJR74] L.R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv. Optimum decoding of

linear codes for minimizing symbol error rate. *IEEE Transactions on Information Theory*, 20(2):284–287, March 1974.

- [BCMG00] V. Buchoux, O. Cappé, E. Moulines, and A. Gorokhov. On the performance of semi-blind subspace-based channel estimation. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 48(6):1750–1758, June 2000.
- [BDMP97] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pollara. Design of serially concatenated interleaved codes. *IEEE International Conference on Communications*, pages 710–714, 1997.
- [Bel63] P. A. Bello. Characterization of randomly time-variant linear channels. *IEEE Transactions on Communications Systems*, 11(4):360–393, December 1963.
- [Ber65] E. R. Berlekamp. On decoding binary bose-chaudhuri-hocquenghem codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, 11(4):577–579, October 1965.
- [BF98] G. Bauch and V. Franz. A comparison of soft-in/soft-out algorithms for turbo detection. *IEEE International Conference on Telecommunications*, pages 259–263, 1998.
- [BG96] C. Berrou and A. Glavieux. Near optimum error-correction coding and decoding: Turbo codes. *IEEE Transactions on Communications*, 44(10):1261–1271, October 1996.
- [BGT93] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima. Near shannon limit error-correction coding and decoding: Turbo codes. *IEEE International Conference on Communications*, pages 1064–1070, 1993.
- [BMD03] S. Benedetto, G. Montorsi, and D. Divsalar. Concatenated convolutional codes with interleavers. *IEEE Communications Magazine*, 41(8):102–109, August 2003.

- [BNS99] G. Bauch, A. Naguib, and N. Seshadri. Map equalization of space-time coded signals over frequency selective channels. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, pages 261–265, 1999.
- [BP79] C. A. Belfiore and J. H. Park. Decision feedback equalization. *Proceedings of the IEEE*, 67(8):1143–1156, August 1979.
- [BP99a] A. Barbulescu and S. Pietrobon. Turbo codes: A tutorial on a new class of powerful error correcting coding schemes: Part 1: Code structure and interleaver design. *Journal of Electrical and Electronics Engineering - Australia*, 19:129–142, September 1999.
- [BP99b] A. Barbulescu and S. Pietrobon. Turbo codes: A tutorial on a new class of powerful error correcting coding schemes: Part 2: Decoder design and performance. *Journal of Electrical and Electronics Engineering - Australia*, 19:143–152, September 1999.
- [BP00] H. Bolcskei and A. J. Paulraj. Space-frequency coded for broadband ofdm systems. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, pages 1–6, 2000.
- [BR60] R. C. Bose and D. K. Ray-Chaudhuri. On a class of error correcting binary group codes. *Information and Control*, 3(1):68–79, March 1960.
- [CC99] W. Choi and J. M. Cioffi. Multiple input/multiple output(mimo) equalization for space-time block coding. *IEEE Pacific Rim Conference Communications, Computers and Signal Processing*, pages 341–344, 1999.
- [CD01] E. Cavus and B. Daneshrad. A computationally efficient algorithm for space-time block decoding. *IEEE International Conference on Communications*, pages 1158–1162, 2001.

- [Che02] B. P. Cheung. Simulation of adaptive array algorithms for ofdm and adaptive vector ofdm systems. Master's thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, September 2002.
- [CSJ02a] I. R. S. Casella, E. S. Sousa, and P. J. E. Jeszensky. Analysis of a semi-blind beamspace-time interference cancellation for wcdma systems in microcellular environments. *IEEE International Telecommunications Symposium*, pages 903–908, 2002.
- [CSJ02b] I. R. S. Casella, E. S. Sousa, and P. J. E. Jeszensky. Hierarchical recursive least squares space-time interference cancellation for ds-wcdma systems. *IEEE International Telecommunications Symposium*, pages 909–913, 2002.
- [CSJ02c] I. R. S. Casella, E. S. Sousa, and P. J. E. Jeszensky. Semi-blind beamspace-time interference cancellation using subspace channel identification for ds-wcdma systems. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications*, pages 1972–1976, 2002.
- [CSJ03a] I. R. S. Casella, E. S. Sousa, and P. J. E. Jeszensky. Analysis of equalization pos-combining with channel estimation and mimo joint equalization combining receivers for space-time block coding. *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, pages 649–654, 2003.
- [CSJ03b] I. R. S. Casella, E. S. Sousa, and P. J. E. Jeszensky. Differential semi-blind beamspace-time interference cancellation for ds-wcdma systems in frequency selective time-varying channels. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications*, pages 745–749, 2003.
- [CSJ03c] I. R. S. Casella, E. S. Sousa, and P. J. E. Jeszensky. Differential semi-blind spatial-temporal beamforming for ds-wcdma systems in

- frequency selective time-varying channels. *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, pages 516–521, 2003.
- [CSJ03d] I. R. S. Casella, E. S. Sousa, and P. J. E. Jeszensky. Equalization pos-combining with channel estimation and mimo joint equalization combining receivers for space-time block coding in frequency selective channels. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications*, pages 1317–1321, 2003.
- [CSJ03e] I. R. S. Casella, E. S. Sousa, and P. J. E. Jeszensky. Evaluation of chip space-time block coding for ds-wcdma in time-varying channels. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications*, pages 1588–1592, 2003.
- [CSJ03f] I. R. S. Casella, E. S. Sousa, and P. J. E. Jeszensky. Semi-blind beamspace-time interference cancellation for a multi-code wcdma system. *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, pages 498–503, 2003.
- [Cui01] D. Cui. *Turbo Space-Time Coded Modulation: Principles and Performance Analysis*. PhD thesis, New Jersey Institute of Technology, 2001.
- [DGI<sup>+</sup>02] R. T. Derryberry, S. D. Gray, D. M. Ionescu, G. Mandyam, and B. Raghothaman. Transmit diversity in 3g cdma systems. *IEEE Communications Magazine*, 40(4):68–75, April 2002.
- [DHSS00] A. G. Dabak, S. Hosur, T. Schmidl, and C. Sengupta. A comparison of the open loop transmit diversity for third generation wireless systems. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, pages 437–442, 2000.
- [DJ98] E. H. Dinan and B. Jabbari. Spreading codes for direct sequence

- cdma and wideband cdma cellular networks. *IEEE Communications Magazine*, 36(9):48–54, September 1998.
- [DJB95] C. Douillard, M. Jézéquel, and C. Berrou. Iterative correction of intersymbol interference: Turbo equalization. *European Transaction on Telecommunications*, 6(5):507–511, September/October 1995.
- [DMP02] H. Dai, A. Molisch, and H. V. Poor. Downlink multiuser capacity of interference-limited mimo systems. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications*, pages 849–853, 2002.
- [Eli55] P. Elias. Coding for noisy channels. *IRE Conventional Record*, 4:37–47, March 1955.
- [Fan63] R. Fano. A heuristic discussion of probabilistic decoding. *IEEE Transactions on Information Theory*, 9(2):64–74, April 1963.
- [FB99] V. Franz and G. Bauch. Turbo-detection for enhanced data for gsm evolution. *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 2954–2958, 1999.
- [FG98] G. J. Foschini and M. J. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 6(3):311–335, March 1998.
- [FGVW99] G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky. Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays. *IEEE Transactions on Selected Areas in Communications*, 17(11):1841–1852, November 1999.
- [For66] G. D. Forney Jr. *Concatenated Codes*. MIT Press, first edition, 1966.



- [For73] G. D. Forney Jr. The viterbi algorithm. *Proceedings of the IEEE*, 61(3):268–278, March 1973.
- [Fos96] G. J. Foschini. Layered space-time architecture for wireless communications in a fading environment when using multielements antennas. *Bell Labs Technical Journal*, 1(2):41–59, Autumn 1996.
- [Gal62] R. G. Gallager. Low density parity check codes: Construction based on finite geometries. *IRE Transactions on Information Theory*, 8(1):21–28, January 1962.
- [GBGP00] D. Gesbert, H. Bolcskei, D. Gore, and A. Paulraj. MIMO wireless channels: Capacity and performance prediction. *IEEE Global Telecommunications Conference*, pages 1083–1088, 2000.
- [GHL02] C. Gao, A. M. Haimovich, and D. Lao. Bit error probability for space-time block code with coherent and differential detection. *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 410–414, 2002.
- [GJP<sup>+</sup>91] K. S. Gilhousen, I.M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver Jr., and C. E. Wheatley III. On the capacity of a cellular cdma system. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 40(2):303–311, May 1991.
- [GL86] R. Gooch and J. Lundell. The cm array: An adaptive beamformer for constant modulus signals. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, pages 2523–2526, 1986.
- [GL00] Y. Gong and B. Letaief. Performance evaluation and analysis of space-time coding in unequalized multipath fading links. *IEEE Transactions on Communications*, 48(11):1778–1782, November 2000.

- [GLL97] A. Glavieux, C. Laot, and J. Labat. Turbo equalization over a frequency selective channel. *IEEE International Symposium on Turbo Codes and Applications*, pages 96–102, 1997.
- [God80] D. N. Godard. Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems. *IEEE Transactions on Communications*, 28(11):1867–1875, November 1980.
- [God97] L. C. Godara. Applications of antenna arrays to mobile communications, part ii: Beam-forming and direction of arrival considerations. *Proceedings of the IEEE*, 85(8):1031–1060, August 1997.
- [Gol49] M. J. E. Golay. Notes on digital coding. *Proceedings of the IRE*, 37(3):657, June 1949.
- [GRL99] D. Guo, L. K. Rasmussen, and T. J. Lim. Linear parallel interference cancellation in long-code cdma multiuser. *IEEE Transactions on Selected Areas in Communications*, 17(12):2074–2080, December 1999.
- [Hal02] E. K. Hall. Serial concatenation of turbo code and space-time block code (turbo space-time code) over rayleigh fading channel. Master’s thesis, University of Waterloo, 2002.
- [Ham50] R. Hamming. Error detecting and error correcting codes. *Bell System Technical Journal*, 29:147–160, 1950.
- [Hay96] S. Haykin. *Adaptive Filter Theory*. Prentice-Hall, third edition, 1996.
- [Hay00] S. Haykin. *Unsupervised Adaptive Filtering*. John Wiley and Sons, first edition, 2000.
- [HH89] J. Hagenauer and P. Hoeher. A viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications. *IEEE Global Telecommunications Conference*, pages 1680–1686, 1989.

- [HLY02] L. Hanzo, T. H. Liew, and B. L. Yeap. *Turbo Coding, Turbo Equalization and Space-Time Coding for Transmission over Fading Channels*. John Wiley and Sons, first edition, 2002.
- [HM00] M. Haardt and W. Mohr. The complete solution for third generation wireless communications: Two modes on air, one winning strategy. *IEEE Personal Communications*, 7(6):18–24, December 2000.
- [Hoc59] A. Hocquenghem. Codes correcteurs d’erreurs. *Chiffres*, 2:147–156, 1959.
- [Hol94] J. M. Holtzman. Ds-cdma successive interference cancellation. *IEEE International Symposium on Spread Spectrum Technologies and Applications*, pages 69–78, 1994.
- [HOP96] J. Hagenauer, E. Offer, and L. Papke. Iterative decoding of binary block and convolutional codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, 42(2):429–445, March 1996.
- [HT00] M. Honig and M. K. Tsatsanis. Adaptive techniques for multi-user cdma receivers. *IEEE Signal Processing Magazine*, 17(3):49–61, May 2000.
- [HTP01] K. O. Holdsworth, D. P. Taylor, and R. T. Pullman. Combined equalization and decoding of multilevel coded modulation. *IEEE Transactions on Communications*, 49(6):943–947, June 2001.
- [Jak74] W. C. Jakes. *Microwave Mobile Communications*. John Wiley and Sons, reprinted edition, 1974.
- [JBS92] M. C. Jeruchim, P. Balaban, and K. S. Shanmugan. *Simulations of Communications Systems*. Plenum Press, first edition, 1992.
- [Jes04] P. J. E. Jeszensky. *Sistemas Telefônicos*. Manole, first edition, 2004.

- [JSE<sup>+</sup>98] C. R. Johnson, P. Schniter, T. J. Endres, J. D. Behm, D. R. Brown, and R. A. Casas. Blind equalization using the constant modulus criterion: A review. *Proceedings of the IEEE*, 86(10):1927–1950, October 1998.
- [KFFM97] A. M. Kuzminskiy, L. Féty, P. Forster, and S. Mayrargue. Regularized semi-blind estimation of spatial-temporal filter coefficients for mobile radio communications. *GRETSI Symposium on Signal and Image Processing*, pages 127–130, 1997.
- [KH88] A. M. Kuzminskiy and D. Hatzinakos. Semiblink training-like estimation of spatial-temporal filter coefficients for finite alphabet. *IEEE Workshop on Statistical Signal and Array Processing*, pages 376–379, 1988.
- [KIHP90] R. Kohno, H. Imai, M. Hatori, and S. Paupathy. Combination of an adaptive array antenna and a canceller of interference for direct sequence spread spectrum multiple access systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 8(4):641–649, May 1990.
- [KKB96] A. Klein, G. K. Kaleh, and P. W. Baier. Zero forcing and minimum mean square error equalization for multi-user detection in code division multiple access channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 45(2):276–287, May 1996.
- [Koc01] M. Koca. *Turbo Space-Time Equalization of Broadband Wireless Channels*. PhD thesis, University of California, 2001.
- [KV96] H. Krim and M. Viberg. Two decades of array signal processing research, the parametric approach. *IEEE Signal Processing Magazine*, 13(3):67–94, July 1996.
- [Lat89] B. P. Lathi. *Modern Digital and Analog Communication Systems*. Oxford University Press, second edition, 1989.

- [Lau00] J. Laurila. Semi-blind detection of co-channel signals in mobile communications. Master's thesis, Technische Universität Wien, March 2000.
- [LC83] S. Lin and D. J. Costello. *Error Control Coding*. Prentice Hall, first edition, 1983.
- [LCAV02] K. L. Lo, Z. Chen, P. Alexander, and B. Vucetic. Layered space time coding with joint iterative detection, channel estimation and decoding. *IEEE International Symposium on Spread Spectrum Technologies and Applications*, pages 308–312, 2002.
- [LCH01] T. H. Liew, B. J. Choi, and L. Hanzo. Comparative study of concatenated turbo coded and space-time block coded as well as space-time trellis coded ofdm. *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 781–785, 2001.
- [Lee98] W. C. Y. Lee. *Mobile Communications Engineering*. Mcgraw-Hill, second edition, 1998.
- [LGL01] C. Laot, A. Glavieux, and J. Labat. Turbo equalization: Adaptive equalization and channel decoding jointly optimized. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 19(9):1744–1752, September 2001.
- [LGSB99a] Z. Liu, G. Giannakis, A. Scaglione, and S. Barbarossa. Decoding and equalization of unknown multipath channels based on block pre-coding and transmit-antenna diversity. *IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pages 1557–1561, 1999.
- [LGSB99b] Z. Liu, G. Giannakis, A. Scaglione, and S. Barbarossa. Transmit diversity for ofdm systems and its impact on high data rate wireless networks. *IEEE Transactions on Selected Areas in Communications*, 17(7):1233–1243, July 1999.

- [LGSB01] Z. Liu, G. Giannakis, A. Scaglione, and S. Barbarossa. Transmit-antennae space-time block coding for generalized ofdm in the presence of unknown multipath. *IEEE Transactions on Selected Areas in Communications*, 19(7):1352–1364, July 2001.
- [LHFV00] X. Li, H. Huang, G. J. Foschini, and R. A. Valenzuela. Effects of iterative detection and decoding on the performance of blast. *Global Telecommunications Conference*, pages 1061–1066, 2000.
- [LKFF98] S. Lin, T. Kasami, T. Fujiwara, and M. Fossorier. *Trellises and Trellis-Based Decoding Algorithms for Linear Block Codes*. Kluwer Academic Publisher, first edition, 1998.
- [LL96] M. Latva-aho and J. Lilleberg. Parallel interference cancellation in multiuser detection. *IEEE International Symposium on Spread Spectrum Technologies and Applications*, pages 22–25, 1996.
- [LM94] E. A. Lee and D. G. Messerschmitt. *Digital Communication*. Kluwer Academic Publishers, second edition, 1994.
- [LM98] J. S. Lee and L. E. Miller. *CDMA Systems Engineering Handbook*. Artech House Publishers, first edition, 1998.
- [LP00] E. Lindskog and A. Paulraj. A transmit diversity scheme for channels with intersymbol interference. *IEEE International Conference on Communications*, pages 307–311, 2000.
- [LR96] J. C. Liberti and T. S. Rappaport. A geometrically based model for line of sight multipath radio channels. *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 844–848, 1996.
- [LR99] J. C. Liberti and T. S. Rappaport. *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*. Prentice-Hall, first edition, 1999.

- [LSLL02] E. G. Larsson, P. Stoica, E. Lindskog, and J. Li. Space time block coding for frequency-selective channels. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, pages 2405–2408, 2002.
- [LV90] R. Lupas and S. Verdú. Near-far resistance multiuser detectors in asynchronous channels. *IEEE Transactions on Communications*, 38(4):496–508, April 1990.
- [LWL02] B. Lu, X. Wang, and Y. Li. Iterative receivers for space-time block-coded ofdm systems in dispersive fading channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 1(2):213–225, April 2002.
- [LYL03] L. Li, Y. Yao, and H. Li. Transmit diversity and linear and decision-feedback equalizations for frequency-selective fading channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 52(5):1217–1231, September 2003.
- [LZ97] H. Liu and M. D. Zoltowski. Blind equalization in antenna array cdma systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 45(1):161–171, January 1997.
- [Mas63] J. Massey. *Threshold Decoding*. MIT Press, first edition, 1963.
- [MDCM95] E. Moulines, P. Duhamel, J.-F. Cardoso, and S. Mayargue. Subspace methods for the blind identification of multichannel fir filters. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 43(2):516–525, February 1995.
- [MH94] U. Madhow and M. L. Honig. Mmse interference suppression for direct-sequence spread-spectrum cdma. *IEEE Transactions on Communications*, 42(12):3178–3188, December 1994.
- [MH99] T. L. Marzetta and B. M. Hochwald. Capacity of a mobile multiple antenna communication link in rayleigh flat fading. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45(1):139–157, January 1999.

- [MHC99] A. Maleki-Tehrani, B. Hassibi, and J. M. Cioffi. Adaptive equalization of multiple input multiple output (mimo) frequency selective channels. *IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pages 547–551, 1999.
- [MP00] S. Mudulodu and A. Paulraj. A transmit diversity scheme for frequency selective fading channels. *IEEE Global Telecommunications Conference*, pages 1089–1093, 2000.
- [MRST03] M. Magarini, L. Reggiani, A. Spalvieri, and G. Tartara. The benefits mmse-dfe feedforward filter in reduced-complexity turbo equalization. *IEEE International Conference on Telecommunications*, pages 1189–1193, 2003.
- [MS00] T. K. Moon and W. C. Stirling. *Mathematical Methods and Algorithms*. Prentice-Hall, first edition, 2000.
- [MS01a] M. Marandian and M. Salehi. Low complexity iterative decision feedback equalizer for 8psk modulation in time dispersive channels. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications*, pages 102–106, 2001.
- [MS01b] F. Meshkati and E. S. Sousa. Combined chip equalization and transmit diversity for the downlink of ss/tdm systems. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications*, pages 16–20, 2001.
- [NMC02] R. Negi, A. Maleki-Tehrani, and J. M. Cioffi. Adaptive antennas for space-time codes in outdoor channels. *IEEE Transactions on Communications*, 50(12):1918–1925, December 2002.
- [Oku68] Y. Okumura. Field strength and its variability in vhf and uhf land mobile radio service. *Review of the Electrical Communication Laboratory*, 16(9):825–878, September 1968.



- [OP98] T. Ojanperä and R. Prasad. *Wideband CDMA for Third Generation Mobile Communications*. Artech House Publishers, first edition, 1998.
- [PDC93] G. E. Bottomley P. Dent and T. Croft. Jakes fading model revisited. *IEEE Electronics Letters*, 29(13):1162–1163, June 1993.
- [PDG97] A. Picart, P. Didier, and A. Glavieux. Turbo detection: A new approach to combat channel frequency selectivity. *IEEE International Conference on Communications*, pages 1498–1502, 1997.
- [Pet60] W. Peterson. Encoding and error correction procedure for the bose-chaudhuri codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, 6(4):459–470, September 1960.
- [Pet02] P. F. Petit. *Turbo-Equalization for QAM Constellations*. PhD thesis, University of South Australia, August 2002.
- [PH94] P. Patel and J. M. Holtzman. Analysis of a successive interference cancellation scheme in a ds-cdma system. *IEEE Transactions on Selected Areas in Communications*, 12(5):796–807, June 1994.
- [PH01a] R. A. Pacheco and D. Hatzinakos. Semi-blind spatial temporal equalization and multi-user detection for ds-cdma systems. *IEEE Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pages 126–129, 2001.
- [PH01b] C. B. Papadias and H. Huang. Linear space-time multiuser detection multipath cdma channels. *IEEE Transactions on Selected Areas in Communications*, 19(2):254–265, February 2001.
- [PKLL96] M. Patzold, U. Killat, F. Laue, and Y. Li. A new and optimal method for derivation of deterministic simulation models for mobile radio channels. *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 1423–1427, 1996.

- [PKLL98] M. Patzold, U. Killat, F. Laue, and Y. Li. On statistical properties of deterministic simulation models for mobile fading channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 47(1):254–269, February 1998.
- [PNG03] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore. *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge University Press, first edition, 2003.
- [PP97] A. J. Paulraj and C. B. Papadidas. Space-time processing for wireless communications. *IEEE Signal Processing Magazine*, 14(6):49–83, November 1997.
- [Pra57] E. Prange. Cyclic error correcting codes in two symbols. *Technical Report TN-57-103 - Air Force Cambridge Research Center*, September 1957.
- [Pro95] J. G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, third edition, 1995.
- [PV97] H. V. Poor and S. Verdú. Probability of error in mmse multi-user detection. *IEEE Transactions on Information Theory*, 43(3):858–881, May 1997.
- [PZB95] R. L. Peterson, Rodger E. Ziemer, and D. E. Borth. *Introduction to Spread Spectrum Communications*. Prentice Hall, first edition, 1995.
- [Qur82] S. U. H. Qureshi. Adaptive equalization. *IEEE Communications Magazine*, 20(2):9–16, March 1982.
- [Qur85] S. U. H. Qureshi. Adaptive equalization. *Proceedings of the IEEE*, 73(7):1349–1387, September 1985.
- [Rap96] T. S. Rappaport. *Wireless Communications: Principles and Practice*. Prentice Hall, first edition, 1996.

- [RC96] G. Raleigh and J. Cioffi. Spatio-temporal coding for wireless communications. *IEEE Global Telecommunications Conference*, pages 1809–1814, 1996.
- [Ree99] M. C. Reed. *Iterative Receiver Techniques for Coded Multiple Access Communications Systems*. PhD thesis, University of South Australia, October 1999.
- [Ree00] M. C. Reed. Turbo equalisation: Implementation and importance for communication systems. *IEEE International Seminar on Broadband Communications*, pages 23–30, 2000.
- [Ron96] Z. Rong. Simulation of adaptive array algorithms for cdma systems. Master’s thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1996.
- [RP00] A. Roumy and D. Pirez. Turbo multiuser detection for coded asynchronous ds-cdma over frequency selective channels. *IEEE International Symposium on Spread Spectrum Technologies and Applications*, pages 608–612, 2000.
- [RS60] I. S. Reed and G. Solomon. Polynomial codes over certain finite fields. *Journal of the Society for Industry and Applied Mathematics*, 8(2):300–304, June 1960.
- [RU03] T. Richardson and R. Urbanke. Codes defined on graphs. *IEEE Communications Magazine*, 41(8):126–131, August 2003.
- [RVH95] P. Robertson, E. Villebrun, and P. Hoher. A comparison of optimal and sub-optimal map decoding algorithms operating in the log domain. *IEEE International Conference on Communications*, pages 1009–1013, 1995.
- [RZ98] D. Raphaeli and Y. Zari. Combined turbo equalization and turbo decoding. *IEEE Communications Letters*, 2(4):107–109, April 1998.

- [SF02a] S. Siwamogsatham and M. Fitz. Improved high rate space-time codes via concatenation of expanded orthogonal block codes and mtcm. *IEEE International Conference on Communications*, pages 636–640, 2002.
- [SF02b] S. Siwamogsatham and M. P. Fitz. Improved high rate space-time codes via orthogonality and set partitioning. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, pages 264–270, 2002.
- [SFGK00] D-S. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans, and J. M. Kahn. Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems. *IEEE Transactions on Communications*, 48(3):502–513, March 2000.
- [SH99] M. Sellathurai and S. Haykin. A nonlinear iterative beamforming technique for wireless communications. *IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pages 957–961, 1999.
- [SH00] M. Sellathurai and S. Haykin. Turbo-blast for high-speed wireless communications. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, pages 315–320, 2000.
- [Sha48] C. E. Shannon. A mathematical theory of communication. *The Bell System Technical Journal*, 27:379–423, July 1948.
- [SKJ94] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude. An analysis of orthogonal frequency division multiplexing for mobile radio applications. *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 1635–1639, 1994.
- [SKJ95] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude. Transmission techniques for digital terrestrial tv broadcasting. *IEEE Communications Magazine*, pages 100–109, February 1995.
- [Sk188] B. Sklar. *Digital Communication - Fundamentals and Applications*. Prentice Hall, first edition, 1988.

- [Skl97] B. Sklar. Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part i: Characterization. *IEEE Communications Magazine*, 35(7):90–100, July 1997.
- [SL02] P. Stoica and E. Lindskog. Space time block coding for channels with intersymbol interference. *IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pages 252–256, 2002.
- [Slo94] D. T. M. Slock. Blind joint equalization of multiple synchronous mobile users using oversampling and/or multiple antennas. *IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, 1994.
- [SOSL94] M. K. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz, and B. K. Levitt. *Spread Spectrum Communications Handbook*. McGraw Hill, revised edition, 1994.
- [SP01] S. Sandhu and A. J. Paulraj. Space-time block codes versus space-time trellis codes. *IEEE International Conference on Communications*, pages 1132–1136, 2001.
- [SSY99] P. Strauch, M. Sandell, and R. Yan. Turbo equalization for an 8-psk modulation scheme in a mobile tdma communication system. *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 1605–1609, 1999.
- [SW93] N. Seshadri and J. H. Winters. Two signalling schemes for improving the error performance of frequency-division-duplex (fdd) transmission systems using transmitter antenna diversity. *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 508–511, May 1993.
- [TA83] J. R. Treichler and B. G. Agee. A new approach to multipath correction of constant modulus signals. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 31(2):459–472, April 1983.
- [TD01] X. Tang and Z. Ding. Turbo equalization for an edge with ddf-sova.

*IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pages 295–299, 2001.

- [TJC99a] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45(5):1456–1467, July 1999.
- [TJC99b] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank. Space-time block coding for wireless communication: Performance results. *IEEE Transactions on Selected Areas in Communications*, 17(3):451–459, March 1999.
- [TKS02] M. Tuchler, R. Koetter, and A. Singer. Turbo equalization: Principles and new results. *IEEE Transactions on Communications*, 50(5):754–767, May 2002.
- [TL01] J. K. Tugnait and T. Li. Blind asynchronous multiuser cdma receivers for isi channels using code-aided cma. *IEEE Transactions on Selected Areas in Communications*, 19(8):1520–1530, August 2001.
- [TNSC99] V. Tarokh, A. F. Naguib, N. Seshari, and A. R. Calderbank. Space-time coding for high data rate wireless communication: Performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths. *IEEE Transactions on Communications*, 47(2):199–207, February 1999.
- [Ton01] A. M. Tonello. On turbo equalization of interleaved space-time codes. *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 887–891, 2001.
- [Ton03] A. M. Tonello. Mimo map equalization and turbo decoding in interleaved space-time coded systems. *IEEE Transactions on Communications*, 51(2):155–160, February 2003.
- [TP98] L. Tong and S. Perreau. Multichannel blind identification: From

- subspace to maximum likelihood methods. *Proceedings of the IEEE*, 86(10):1951–1968, October 1998.
- [TSC98] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(2):744–765, March 1998.
- [TSK02] M. Tuchler, A. Singer, and R. Koetter. Minimum mean squared error equalization using a priori information. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 50(3):673–683, March 2002.
- [TT01] I. E. Telatar and D. N. C. Tse. On the capacity of multi-antenna gaussian channels. *IEEE International Symposium on Information Theory*, page 53, 2001.
- [Val99] M. C. Valenti. *Iterative Detection and Decoding for Wireless Communications*. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, July 1999.
- [Ver86] S. Verdú. Minimum probability of for asynchronous gaussian multiple-access channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 32(1):85–96, January 1986.
- [Ver98] S. Verdú. *Multiuser Detection*. Cambridge University Press, first edition, 1998.
- [VH01] F. Vogelbruch and S. Haar. Reduced complexity turbo equalization by means of hard output channel decoding. *IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pages 290–294, 2001.
- [Vit67] A. Viterbi. Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm. *IEEE Transactions on Information Theory*, 13(2):260–269, April 1967.

- [VKAP98] A. J. Voorman, D. Koulakiotis, A. H. Aghvami, and R. Prasad. Performance evaluation of the decorrelating detector for ds-cdma systems over multipath rayleigh fading channels with awgn. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications*, pages 228–232, 1998.
- [vTP97] A. van der Veen, S. Talwar, and A. J. Paulraj. A subspace approach to blind space-time signal processing for wireless communications systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 45(1):173–190, January 1997.
- [WC99] Z. Wu and J. Cioffi. Turbo decision-aided equalization for magnetic recording channels. *IEEE Global Telecommunications Conference*, pages 733–738, 1999.
- [WE71] S. Weinstein and P. Ebert. Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete fourier transform. *IEEE Transactions on Communications*, 19:628–634, October 1971.
- [WH95] X. Wu and A. M. Haimovich. Space-time processing for increase capacity for wireless cdma. *IEEE Wireless Communication System Symposium*, pages 165–170, 1995.
- [Win83] J. H. Winters. Switched diversity with feedback for dpsk mobile radio systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 32:134–150, February 1983.
- [Win98] J. H. Winters. The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with rayleigh fading. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 47(1):1119–123, February 1998.
- [Wit91] A. Wittneben. Base station modulation diversity for digital simulcast. *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 848–853, 1991.



- [Wit93] A. Wittneben. A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation. *IEEE International Communication Conference*, pages 1630–1634, 1993.
- [WL01] J. F. Weng and T. Le-Ngoc. Rake receiver using blind adaptive minimum output energy detection for ds-cdma over multipath fading channels. *IEE Proceedings on Communications*, 148(6):385–392, December 2001.
- [Woo00] T. Woo. Hierarchical rls algorithm for adaptive transversal fir filters. *Electronic Letters*, 36(24):2049–2050, November 2000.
- [Woo01] T. Woo. Hrls: A more efficient rls algorithm for adaptive fir filtering. *IEEE Communications Letters*, 5(3):81–84, March 2001.
- [Woz57] J. Wozencraft. Sequence decoding for reliable communication. *IRE Conventional Record*, 5(2):11–25, 1957.
- [WP98a] X. Wang and H. V. Poor. Blind equalization and multi-user detection in dispersive cdma channels. *IEEE Transactions on Communications*, 46(1):91–103, January 1998.
- [WP98b] X. Wang and H. V. Poor. Turbo multiuser detection and equalization for coded cdma in multipath channels. *IEEE International Conference on Universal Personal Communications*, pages 1123–1127, 1998.
- [WP99] X. Wang and H. V. Poor. Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded cdma. *IEEE Transactions on Communications*, 47(7):1046–1061, July 1999.
- [WR61] J. Wozencraft and B. Reiffen. *Sequence Decoding*. MIT Press, first edition, 1961.

- [WZ89] M. Wax and I. Ziskind. Detection of the number of coherent signals by the mdl principle. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 37(8):1190–1196, August 1989.
- [XMV98] B. Xu, J. S. Marciano, and T. B. Vu. Performance enhancement of space-time constant modulus array for smart antenna applications. *IEEE Symposium on Circuits and Systems*, pages 502–505, 1998.
- [XT01] Z. Xu and M. K. Tsatsanis. Blind adaptive algorithm for minimum variance cdma receivers. *IEEE Transactions on Communications*, 49(1):180–194, January 2001.
- [YJP03] Y. H. You, W. G. Jeon, and J. H. Paik. Investigation of peak-to-average power ratio in stbc-ofdm. *IEEE Electronic Letters*, 39(13):1010–1011, June 2003.
- [YKT91] Y. Yamada, K. Kagoshima, and K. Tsunekawa. Diversity antennas for base mobile stations in land mobile communication systems. *IEICE Transactions*, E74(10):3202–3209, 1991.
- [ZG01a] S. Zhou and G. Giannakis. Space-time coded transmissions with maximum diversity gains over frequency selective fading channels. *IEEE Global Telecommunications Conference*, pages 440–444, 2001.
- [ZG01b] S. Zhou and G. Giannakis. Space-time coded transmissions with maximum diversity gains over frequency selective fading channels. *IEEE Signal Processing Letters*, 8(10):269–272, October 2001.
- [ZG03] S. Zhou and G. Giannakis. Single-carrier space-time block-coded transmissions over frequency-selective fading channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 49(1):164–179, January 2003.
- [ZP01] Rodger E. Ziemer and R. L. Peterson. *Introduction to Digital Communication*. Prentice Hall, second edition, 2001.